

THESES

présentées

à la Faculté des Sciences de l'Université de Nantes

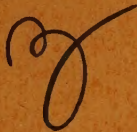
pour obtenir

le GRADE de DOCTEUR ès-SCIENCES

Mention Sciences Appliquées

par

Huu Can NGUYEN



1^{ère} THESE : Equilibrage rapide et automatique d'un pont de Schering

2^{ème} THESE : *Propositions données par la Faculté*

Soutenues le 25 Septembre 1965 devant la Commission d'Examen

M. MEZENCEV Président

M. GOUREAU	}	Examineurs
M. LE BOT		
M. JULIAN		

THESES

présentées

à la Faculté des Sciences de l'Université de Nantes

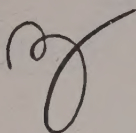
pour obtenir

le GRADE de DOCTEUR ès-SCIENCES

Mention Sciences Appliquées

par

Huu Can NGUYEN



1^{ère} THESE : Equilibrage rapide et automatique d'un pont de Schering

2^{ème} THESE : *Propositions données par la Faculté*

Soutenues le 25 Septembre 1965 devant la Commission d'Examen

M. MEZENCEV Président

M. GOUREAUX	}	Examineurs
M. LE BOT		
M. JULIAN		



FACULTE DES SCIENCES

<i>Doyen</i>	M. BRILLOUET	
<i>Assesseur</i>	M. GARRIGUES	
<i>Professeurs Titulaires</i>	MM. BRILLOUET	<i>Mathématiques</i>
	PAUC	«
	PETRESCU	«
	RAFFIN	«
	PIRONNEAU	<i>Mécanique</i>
	RAVILLY	«
	BOULLOUD	<i>Physique</i>
	COLLET	«
	DUNOYER	<i>Chimie</i>
	GRAFF	«
	M ^{lle} DEBRAUX	<i>Biologie</i>
	MM. GARRIGUES	«
	GOURINARD	<i>Géologie</i>
<i>Professeurs et Maîtres de Conférences</i>	MM. MOLINARO	<i>Mathématiques</i>
	VIVIER	«
	VAILLANT	«
	BALQUET	<i>Mécanique</i>
	AVIGNON	<i>Physique</i>
	LERMUSIAUX	«
	MEZENCEV	«
	GOUREAUX	«
	LASKAR	«
	MINN	«
	MOUTON	«
	M ^{lle} OFFRET	«
	MM. GOBIN	<i>Chimie</i>
	JOLIVET	«
	QUINIOU	«
	ROUXEL	«
	WOJTKOWIAK	«
	MARTIN	«
	PIERI	<i>Biologie</i>
	SELLIER	«
	DUPONT	«
	OTTMANN	<i>Géologie</i>
	FORESTIER	«

AVANT-PROPOS

Notre satisfaction d'avoir atteint le but de quatre années de recherche serait fort incomplète si nous manquions l'occasion d'y associer les noms de ceux qui nous ont permis d'une façon ou d'une autre d'entreprendre et de terminer ce travail.

Nous voudrions remercier Monsieur SCHMITT, Recteur de l'Académie de Nantes, alors Directeur de l'E.N.S.M., qui a bien voulu nous nommer dans ce poste d'Assistant délégué, Monsieur BRILLOUET, Doyen de la Faculté des Sciences de Nantes et Monsieur PIRONNEAU, Directeur de l'E.N.S.M., qui nous ont successivement accordé la faveur de nous garder dans notre fonction pour pouvoir mener à bien ce que nous avons entrepris.

Nous nous permettons d'insister tout spécialement sur le rôle de notre Maître, Monsieur MEZENCEV, Professeur à l'E.N.S.M., qui, nous acceptant dans son Laboratoire, ne s'est pas contenté de nous assurer les meilleures conditions morales et matérielles, mais a su également guider nos premiers pas dans la recherche et nous ouvrir de nouveaux horizons grâce à ses judicieux conseils et son précieux enseignement.

Nous avons toujours trouvé en lui un patron de recherche et un directeur de pédagogie doués d'une bienveillance et d'une clairvoyance exemplaires. Que ces quelques lignes veuillent bien lui exprimer une part de notre sincère reconnaissance.

Nous avons à coeur de témoigner nos plus vifs remerciements à Monsieur LE BOT Professeur à la Faculté des Sciences de Rennes, qui a eu la grande amabilité de nous proposer le sujet de cette thèse puis de se pencher avec intérêt sur son cheminement. Nous avons été sensible à ses chaleureux encouragements et à l'honneur qu'il nous fait en acceptant de participer à notre jury.

Nous sommes également très honoré par la présence des autres Membres de notre Commission d'Examen auxquels nous adressons nos plus vifs remerciements :

- Monsieur JULIAN, Directeur des Etablissements VETTINER de Lyon, lequel a bien voulu nous faire part de son intérêt pour nos travaux,
- Monsieur GOUREAUX, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Nantes.

Nous n'oublions pas de mentionner dans nos remerciements le personnel technique de l'E.N.S.M. qui nous a aidé dans la réalisation pratique, plus particulièrement Monsieur ROUGE du Laboratoire d'Electrotechnique et de Servomécanismes où ce travail a été effectué et Monsieur BELLAVOIR du Laboratoire d'Electronique.

Enfin nous tenons à remercier vivement le Service de l'Imprimerie de l'E.N.S.M. qui a su réaliser avec goût et compétence la bonne présentation de ce rapport.

A la très chère mémoire de ma mère qui percevra peut-être dans l'accomplissement de ses vœux mon désir constant de répondre avec une exigence semblable à l'immense amour et à la totale confiance dont elle m'a laissé le merveilleux souvenir.

Que mon père vénéré qui a su m'inculquer les principes d'une éducation dont je suis fier, veuille trouver ici une preuve de mon infinie reconnaissance.

INTRODUCTION

Lorsque ce sujet nous a été proposé, nous pensions monter un asservissement qui remplacerait l'opérateur humain dans l'équilibrage usuel d'un pont de Schering en reproduisant fidèlement ses gestes de réglages alternatifs des deux circuits « capacité » et « perte » jusqu'au minimum minimorum de la tension de déséquilibre . C'est seulement après avoir entrepris l'étude géométrique de cette dernière, que nous avons découvert un moyen d'arriver rapidement à l'équilibre, par trois manoeuvres, en utilisant un détecteur spécial à la place du détecteur de zéro habituel et sans aucune modification interne du pont. Ce détecteur de notre conception autorise, en plus, les mesures de capacité, même dans les cas où la perte dépasse la gamme de mesure du pont, et dispose à sa sortie une tension continue pouvant attaquer directement un automatisme à séquences avec possibilité, soit d'enregistrement continu de la capacité, soit d'enregistrements échantillonnés de cette dernière et de la perte (études de l'influence des paramètres physiques tels que la température, l'humidité, le temps) .

Nous allons donc commencer au chapitre I par une étude détaillée des équations d'équilibre et de la technologie du pont 716 C de GENERAL RADIO, sur lequel nous appliquerons ultérieurement notre théorie. Le chapitre II mettra en lumière les deux réseaux d'arcs de cercle qui constituent les trajectoires de l'image de la fonction de transfert $\bar{T}$ du pont, c'est-à-dire, à une échelle près, celles de l'image de la tension de déséquilibre $\bar{U}$, lorsque l'on fait varier l'un et l'autre des deux circuits « capacité » et « perte » . Cette étude illustrera le chemin en zigzag effectué par l'équilibrage usuel, et montrera, par certaines caractéristiques particulières d'un des deux réseaux de courbes, la possibilité d'arriver directement sur un arc passant par l'origine. Ce sera notre solution d'équilibrage rapide. Nous étudierons ensuite en détail la variation de l'écart délivré par ce nouveau détecteur, la sensibilité et la précision d'une telle solution.

La réalisation technologique, ainsi que toutes les caractéristiques expérimentales de ce détecteur feront l'objet du chapitre III .

Au chapitre IV, nous détaillerons l'étude du groupe d'automatisme à séquences, qui remplacera alors entièrement l'opérateur humain, tout en répondant aux multiples exigences: mesure condensateur par condensateur autrement dit arrêt après un cycle d'équilibrage, maintenance dans la phase de mesure de la capacité pour l'enregistrement continu de celle-ci, répétition du cycle pour les enregistrements échantillonnés de la capacité et de la perte, arrêt en cas d'impossibilité de mesure, etc

Enfin, en conclusion, nous exposerons nos idées sur des prolongements possibles de notre étude, soit par des améliorations, soit par l'adjonction d'éléments supplémentaires, vers un élargissement ultérieur du champ d'action de cette solution d'équilibrage rapide.

Chapitre I

PONT DE SCHERING

Utilisation

Equations d'équilibre

Technologie

I - I - Utilisation d'un pont de Schering -

I - I - 1 - Représentation série et représentation parallèle d'un condensateur -

Un condensateur idéal est celui qui restitue intégralement l'énergie emmagasinée lors de sa charge. Placé dans un circuit alternatif, il est parcouru par un courant qui est exactement en quadrature avance sur la tension appliquée à ses bornes.

Le condensateur réel, utilisé en radio, n'est pas parfait. Il dissipe une partie de l'énergie reçue, et, soumis à une tension sinusoïdale, il est parcouru par un courant dont l'avance de phase sur la tension est inférieure à 90° . L'étude théorique d'un tel condensateur permet de le représenter par une capacité pure C_p en parallèle avec une résistance R_p (fig. I - 1 - a), ou encore par une capacité C_s en série avec une résistance R_s (fig. I - 1 - b).

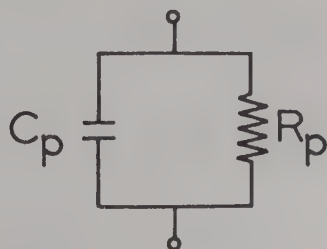


figure I - 1 - a

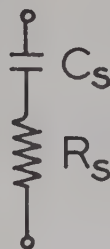


figure I - 1 - b

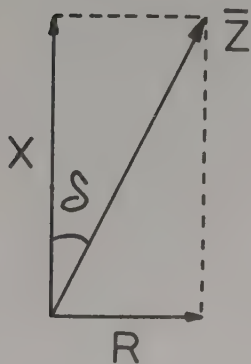
Nous reviendrons d'ailleurs sur la représentation complète d'un condensateur au paragraphe I - II - 2.1.

1 - 1 - 2 - Angle de pertes ou facteur de dissipation d'un condensateur -

Un condensateur est donc caractérisé par ses grandeurs C_s et R_s ou C_p et R_p .

En général, on le définit par :

- la valeur de sa capacité C_p
- son angle de pertes ou facteur de dissipation D qui est le rapport (fig. 1-2) :



$$D = \tan \delta = \frac{\text{Module du courant actif}}{\text{Module du courant réactif}} = \frac{R}{X} = \frac{1}{C_p R_p \omega}$$

Pour certaines applications, par exemple, pour les mesures au pont de Schering, on préfère adopter le schéma de la fig. 1-1-b.

Dans ce cas : $D = C_s R_s \omega$.

Le passage d'un schéma équivalent à l'autre est donné par les relations:

figure 1-2 $R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{D^2}\right)$ et $C_p = \frac{C_s}{1 + D^2}$

En effet :

$$\bar{Z} = \frac{R_p (1 - j R_p C_p \omega)}{1 + (R_p C_p \omega)^2} = R_s - \frac{j}{C_s \omega}$$

d'où $R_s = \frac{R_p}{1 + \frac{1}{D^2}}$ ou $R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{D^2}\right)$

et $\frac{R_p^2 C_p \omega}{1 + (R_p C_p \omega)^2} = \frac{1}{C_p \omega (1 + D^2)} = \frac{1}{C_s \omega}$

ou $C_p = \frac{C_s}{1 + D^2}$

1 - 1 - 3 - Le pont de Schering 716 C de General Radio -

Le pont 716 C de General Radio, dont le schéma de principe est représenté par la fig. 1-3, et sur lequel nous allons effectuer nos recherches, est, en réalité, un pont de Schering dont le choix et la disposition des éléments fixes et variables ont été modifiés pour permettre la mesure de la capacité série et du facteur de dissipation des condensateurs en *basse tension et aux basses et moyennes fréquences* (100 Hz à 100 KHz).

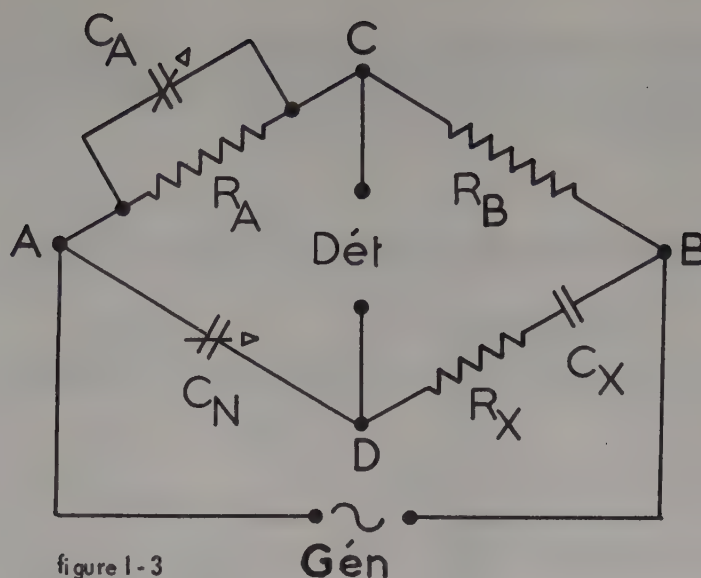


figure 1 - 3

En effet, le vrai pont de Schering, ou tout au moins le montage original du pont de Schering, conçu en 1919 par H. SCHERING, Membre de la « Physikalischen Technischen Reichsanstalt », et destiné à la mesure de la capacité et de l'angle de perte de câbles pour *haute tension* et à la *fréquence industrielle* (en tous cas aux fréquences inférieures à 1000 Hz), correspond au schéma de la fig. 1 - 4 où nous voyons que la capacité fixe C_2 prend la place de la résistance fixe R_B et la résistance variable R_3 celle de la capacité variable C_N .

Nous verrons plus loin quelles sont les différences entre ces deux montages en ce qui concerne les équations d'équilibre.

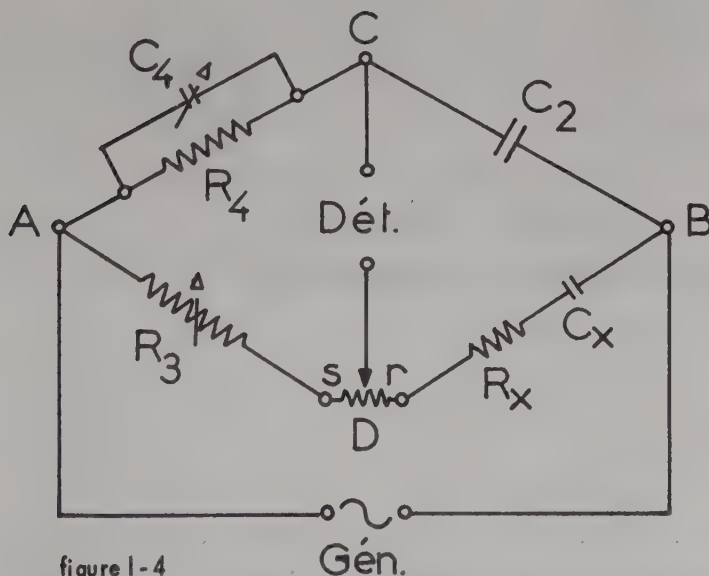


figure 1 - 4

Le pont 716 C a l'avantage de n'avoir comme seuls éléments variables que des condensateurs variables à air, qui sont les réactances qu'on sait fabriquer avec le plus de pureté.

C'est un pont à lectures directes de la capacité série et du facteur de dissipation aux quatre fréquences 0,1 - 1 - 10 - 100 KHz.

La gamme de capacité s'étend de 100 pF à 1150 pF pour 0,1 - 10 - 100 KHz, et de 100 pF à 1,15 μ F pour 1 KHz, ceci par la méthode

directe qui, seule, nous intéressera par la suite ; le pont peut être utilisé en méthode de substitution donnant la capacité de 0,1 pF à 1050 pF. Le facteur de dissipation peut être évalué de 0,00002 à 0,56 par la méthode à lecture directe.

La précision de l'appareil est de $\pm 0,1\% \pm (0,6 \text{ pF} \times \text{facteur de multiplication de la gamme})$ lorsque $D < 0,01$ pour la capacité, et $\pm 0,0005$ ou $\pm 2\%$ de la graduation du cadran de dissipation pour D quelle que soit sa valeur.

1 - 1 - 4 - Mode opératoire des mesures du pont 716 C General Radio -

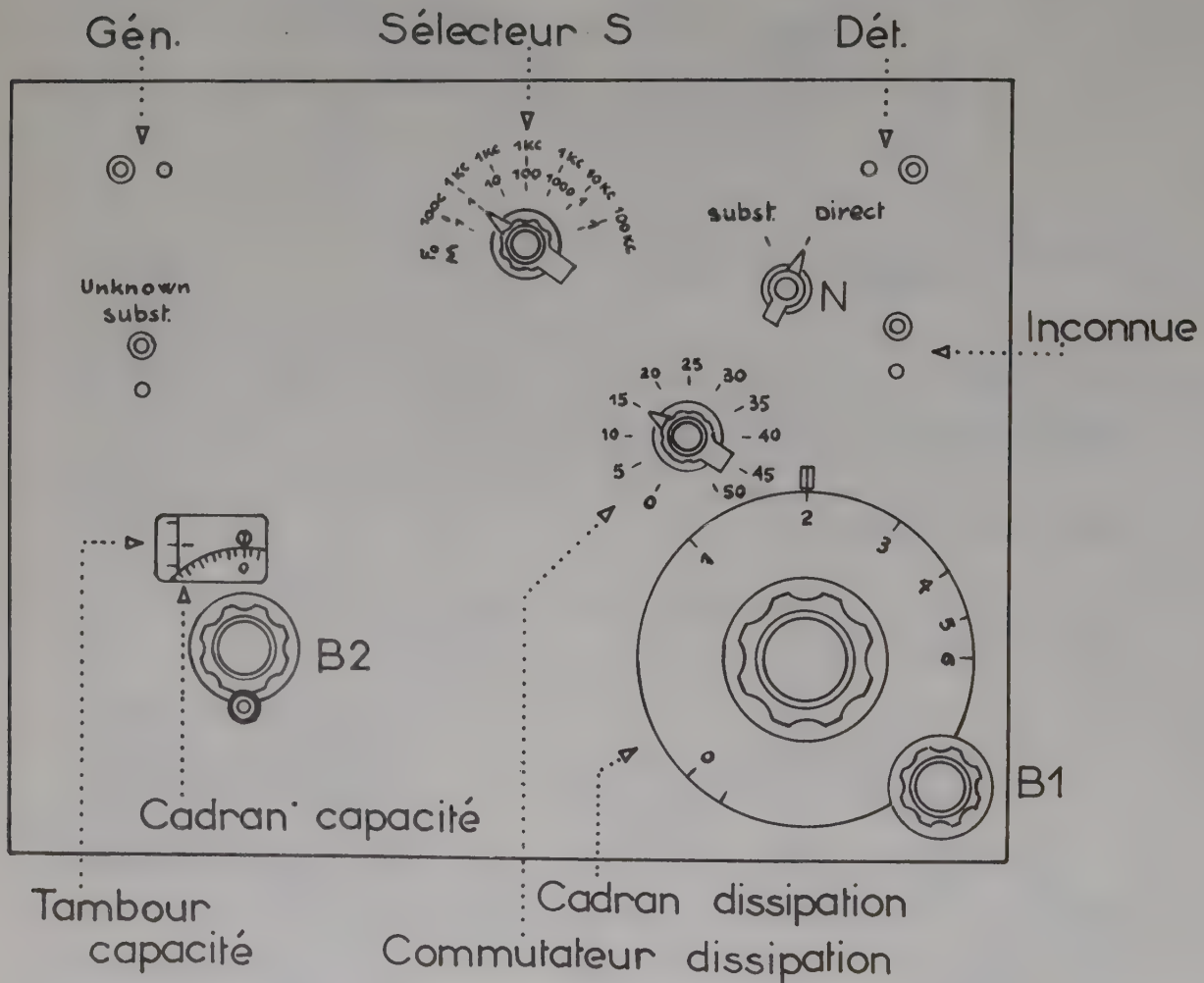


figure 1 - 5

1 - 1 - 4.1 - Equilibrage du pont -

Le commutateur de dissipation est placé sur zéro à moins que l'on sache d'avance que la capacité à mesurer a un facteur de dissipation supérieur à 0,06.

Le sélecteur S est placé en face de la fréquence la plus proche de celle à laquelle on désire connaître les caractéristiques du condensateur inconnu. A la fréquence de 1 KHz, ce commutateur peut prendre 4 positions possibles étendant la gamme de capacité jusqu'à 1,15 pF; on se placera d'abord à $M = 1$ à moins que l'on sache d'avance que la capacité à mesurer est supérieure à 1150 pF.

On équilibre le pont en agissant successivement sur les boutons B_1 et B_2 et, si nécessaire, sur le sélecteur S (possibilité à 1 KHz seulement) et sur le commutateur de dissipation. On arrête chaque manœuvre au minimum de déviation du détecteur.

L'équilibre une fois atteint :

- la capacité série C_{XS} est égale à la somme des lectures du Tambour Capacité et du Cadran Capacité, multipliée par M lu sur le sélecteur S .

Posons $C = (\text{Lecture Tambour} + \text{Lecture Cadran}) \times M$, on a :

$$C_{XS} = C \text{ pF} \quad (1-1)$$

Le facteur de dissipation D_X est égal à la somme des lectures du Commutateur dissipation et du Cadran dissipation, multipliée par $0,01 \frac{F}{F_0}$ où F est la fréquence utilisée et F_0 la fréquence lue sur le sélecteur S .

En posant $D = 0,01 \frac{F}{F_0} \times (\text{Lecture Commutateur} + \text{Lecture Cadran})$, on a :

$$D_X = D \quad (1-2)$$

1 - 1 - 4.2 - Corrections de lectures -

Les capacités parasites shuntant les bras de proportion du pont ainsi que la capacité résiduelle du condensateur entraîné par le bouton B_2 , introduisent des erreurs que l'on peut compenser en modifiant les formules (1-1) et (1-2). En attendant les calculs détaillés qui seront traités au paragraphe II, nous admettons que Q_0 étant un facteur de qualité (inverse du facteur de dissipation) de valeur

$$Q_0 = 0,026 \times \frac{F}{F_0},$$

les expressions corrigées de C_{XS} et D_X sont :

$$C_{XS} = \frac{C}{1 + D Q_0} \quad (1-3)$$

$$D_X = \frac{D}{1 + D Q_0} \quad (1-4)$$

Pratiquement, la formule (1-3) doit être appliquée pour $D > 0,01$ et la formule (1-4) pour $D > 0,1$.

Enfin, la capacité étalon commandée par le bouton B_2 a des pertes. Son facteur de dissipation D_N varie de $0,00004$ (à 1000 pF) à $0,0004$ (à 100 pF), ce qui correspond à une figure de mérite $D_N C_N = 4 \cdot 10^{-14}$ (C_N étant un condensateur à air, D_N est indépendant de la fréquence,

comme nous le verrons plus tard au paragraphe I-II-2.1.2). On peut réduire l'erreur sur les très faibles lectures de D en adoptant :

$$D_X = \frac{D}{1 + Q_0 D} + D_N \quad (1-5)$$

D_N sera apprécié d'après la valeur de C_N . En général, cette correction est négligeable.

I - II - Equations d'équilibre - Equations de corrections -

I - II - 1 - Etude simplifiée -

I - II - 1.1 - Pont 716 C -

Sous sa forme idéale, le pont 716 C de General Radio comprend (fig. I-6) :

- 2 résistances R_A et R_B sans capacité
- 2 capacités étalons variables C_A et C_N sans pertes et sans capacité résiduelle.

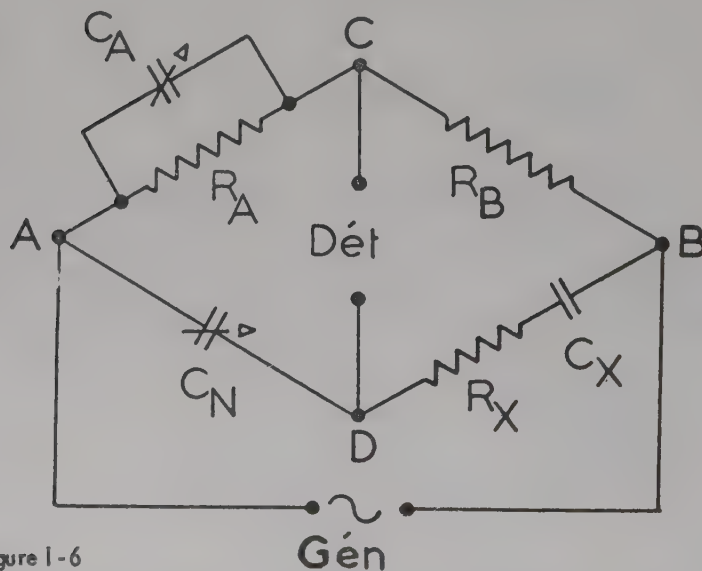


figure I-6

En désignant, pour simplifier l'écriture, par C_X et R_X la capacité et la résistance séries du Condensateur inconnu (au lieu de C_{XS} et R_{XS}),

l'équation d'équilibre du pont est :

$$\frac{\bar{Z}_A}{\bar{Z}_B} = \frac{\bar{Z}_N}{\bar{Z}_X} \quad \text{ou} \quad \bar{Z}_X = \bar{Z}_N \frac{\bar{Z}_B}{\bar{Z}_A}$$

$$R_X + \frac{1}{i C_X \omega} = \frac{C_A}{C_N} \frac{R_B}{R_A} \left(R_A + \frac{1}{i C_A \omega} \right)$$

L'identification des parties imaginaires donne :

$$C_X = C_N \frac{R_A}{R_B} \quad (1-6)$$

ou encore, puisque C_N n'est autre que l'indication donnée par « lecture tambour capacité + lecture cadran capacité » et le rapport $\frac{R_A}{R_B}$, le facteur de multiplication M affiché par le sélecteur S :

$$C_X = C \text{ pF } (1-1),$$

nous retrouvons la formule (1-1) du paragraphe 1-1-4.1.

De même, l'identification des parties réelles de l'équation d'équilibre fournit :

$$R_X = R_B \frac{C_A}{C_N}$$

Multiplions le tout par $C_X \omega$:

$$R_X C_X \omega = R_B \frac{C_A}{C_N} C_X \omega = R_B \frac{C_A}{C_N} C_N \frac{R_B}{R_A} \omega$$

En remarquant que $C_X R_X \omega = D_X$, on a finalement :

$$D_X = R_A C_A \omega \quad (1-7)$$

Pour une fréquence donnée et une valeur de R_A déterminée, le cadran de C_A entraîné par le bouton B_1 peut être gradué directement en valeur de $R_A C_A \omega \times 100$.

Si l'on pose $D = 0,01 \times (\text{Lecture du cadran dissipation})$ on a, en vertu de la formule (1-7) :

$$D_X = D$$

Si pour la même fréquence, la capacité C_A n'est pas suffisante, on peut augmenter l'étendue de mesure en commutant aux bornes de C_A des capacités supplémentaires de valeurs C'_A , $2 C'_A$, $n C'_A$ $10 C'_A$ par la manœuvre du commutateur dissipation, on aura alors :

$$D_X = R_A \omega (C_A + n C'_A)$$

Les différentes positions du commutateur dissipation peuvent être chiffrées directement en valeur de

$$n R_A \omega C'_A \times 100 \quad (1-8)$$

En posant maintenant $D = 0,01 \times (\text{Lecture cadran dissipation} + \text{Lecture commuta-})$

teur dissipation), on a encore, en vertu de la formule (1-8) :

$$D_X = D$$

Pour que cette expression soit valable à toute fréquence F_0 , il est nécessaire que la quantité $R_A \omega$ reste constante.

Dans le pont 716 C General Radio, on trouve les valeurs suivantes de R_A aux quatre fréquences où le pont donne une lecture directe de D_X :

F_0	100 Hz	1 KHz	10 KHz	100 KHz
R_A	200 K Ω	20 K Ω	2 K Ω	200 Ω

Ainsi $R_A \omega$ reste bien constant ($R_A \omega \neq 12,56 \cdot 10^7$)

Cette propriété de proportionnalité de D_X en ω permet des mesures à toute fréquence F différente des quatre fréquences F_0 précédentes, et on aura toujours :

$$D_X = D$$

à condition d'adopter pour D :

$$D = 0,01 \frac{F}{F_0} \times (\text{Lecture Cadran dissipation} + \text{Lecture Commutateur dissipation})$$

Enfin, à la fréquence de 1 KHz, le pont 716 C possède quatre gammes correspondant aux facteurs M suivants :

$$M = 1 - 10 - 100 - 1000$$

Le Sélecteur S modifie pour cela le rapport $\frac{R_A}{R_B}$, mais R_A doit rester constante et égale à 20 K Ω comme nous venons de le voir, c'est donc R_B qui varie :

R_A	20 K Ω	20 K Ω	20 K Ω	20 K Ω
R_B	20 K Ω	2 K Ω	200 Ω	20 Ω
M	1	10	100	1000

La figure 1-7 donne schématiquement les dispositions des éléments du pont.

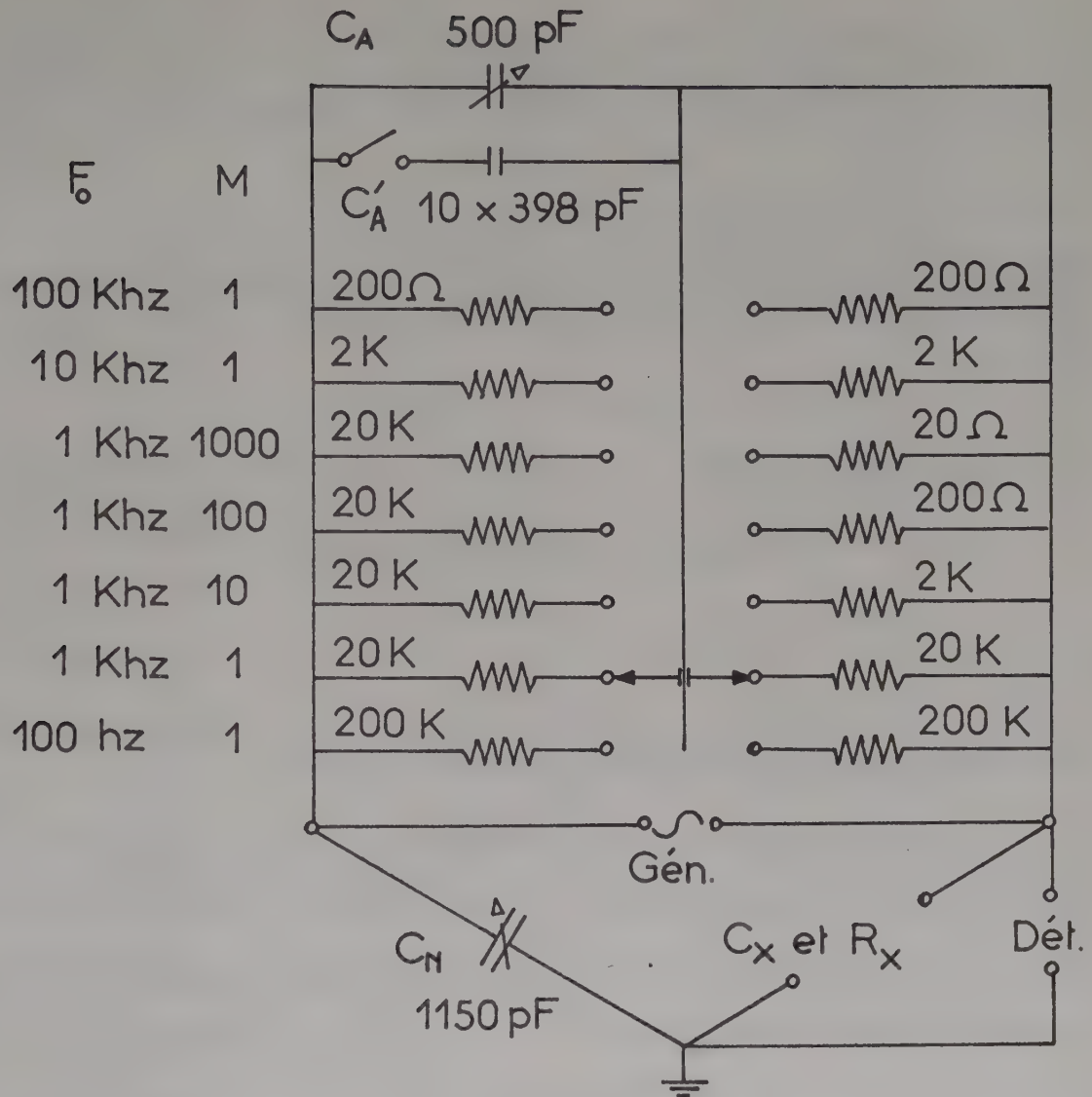


figure I-7

I - II - 1.2 - Pont original de Schering -

Simplement, à titre de documentation, cherchons les équations d'équilibre du pont initial de Schering (fig. I-4) dans le cas sans shunt indiqué par la figure.

$$\bar{Z}_X \bar{Z}_4 = \bar{Z}_3 \bar{Z}_2$$

Soit, en négligeant les résistances s et r qui servent à maintenir l'équilibre :

$$\frac{1}{i \omega C_X} (1 + i \omega C_X D_X) \frac{R_4}{1 + i \omega R_4 C_4} = \frac{R_3}{i \omega C_2}$$

On en déduit :

$$C_X = C_2 \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_X = R_3 \frac{C_4}{C_2}$$

Les expressions sont analogues à celles du pont 716 C et un choix convenable des valeurs des éléments, permet encore de graduer directement R_3 et C_4 en valeurs de capacité et de perte. Nous verrons plus loin que les expressions du déséquilibre sont encore analogues pour ces deux ponts.

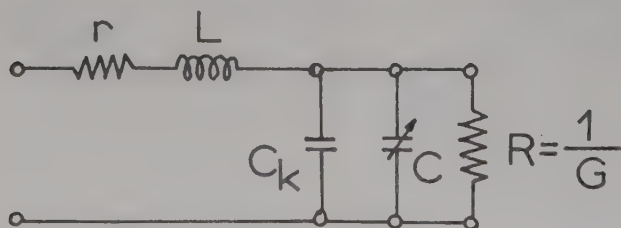
I - II - 2 - Etude complète -

I - II - 2.1 - Schéma équivalent complet d'un condensateur -

I - II - 2.1.1 - Capacité -

Pour pouvoir établir avec suffisamment de rigueur un schéma détaillé du pont, il nous semble utile de faire une excursion dans le domaine théorique des condensateurs.

Bien que les caractéristiques des condensateurs de haute qualité, utilisés comme étalons, soient très près de celles des condensateurs idéaux, de légers écarts avec les performances idéales doivent être examinés et évalués pour obtenir une grande exactitude. Les paramètres résiduels qui créent de tels écarts sont indiqués dans le dipôle équivalent de la figure 1-8 où r représente la résistance



dans les conducteurs, supports et armatures, L l'inductance série des conducteurs et armatures, C la capacité entre armatures, C_k la capacité des supports.

La conductance G représente les pertes diélectriques dans les supports isolants,

figure 1-8

les pertes dans l'air ou dans le diélectrique solide entre les armatures et la conductance de fuite en continu.

La capacité effective C_e aux bornes de sortie devient plus grande que la capacité statique ou à fréquence nulle C_0 lorsque la fréquence augmente à cause de l'inductance L .

Quand la fréquence f est très faible vis-à-vis de la fréquence de résonance f_0 définie par $L C_0 \omega_0^2 = 1$, l'accroissement relatif de la capacité est, approximativement :

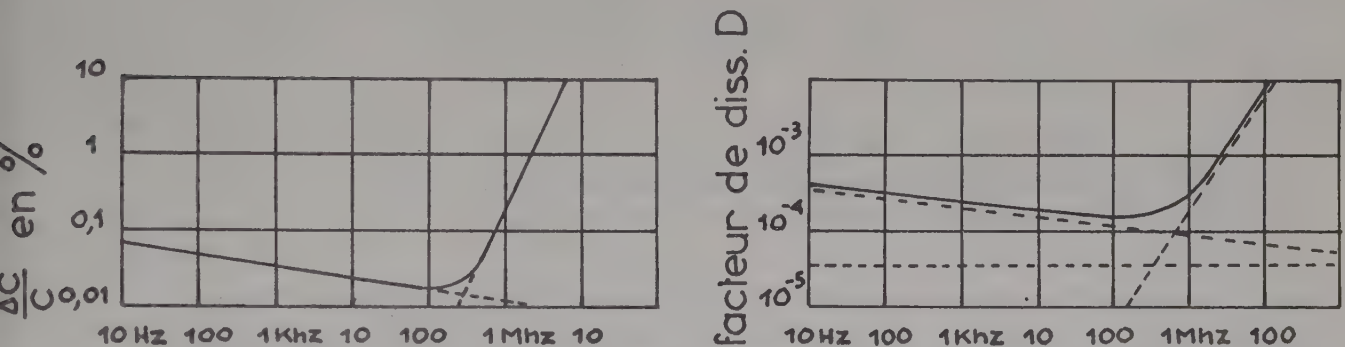
$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \omega^2 L C_0 = \left(\frac{f}{f_0} \right)^2$$

Cette variation de capacité avec la fréquence peut être mise en évidence par une courbe $\frac{\Delta C}{C}$ en fonction de f ou par la valeur de L ou de f_0 pour un condensateur donné. Comme l'induc-

tance provient presque exclusivement des conducteurs et des supports, elle est pratiquement indépendante de la valeur affichée d'un condensateur variable. Cette propriété permet de calculer avec précision l'accroissement de capacité à 1 Mhz, par exemple à partir de la valeur de la capacité mesurée à 1 KHz.

Lorsque le condensateur est à diélectrique solide, comme le mica, ce diélectrique est aussi une cause de la variation de capacité avec la fréquence. L'absorption diélectrique causée par la polarisation interfaciale dans le diélectrique, amène un accroissement de capacité aux basses fréquences.

La variation $\frac{\Delta C}{C}$ en fonction de f d'un condensateur au mica de 1000 pF, est donnée dans la figure 1-9. La courbe en pointillés qui décroît vers les hautes fréquences, représente la variation de la constante diélectrique due à la polarisation interfaciale. La courbe qui croît vers les hautes fréquences, représente la variation de la capacité effective due à l'inductance série.



Variation en fonction de la fréquence de la capacité et du facteur de dissipation d'un condensateur au mica
figure 1-9

L'importance de la variation aux basses fréquences dépend de la nature du diélectrique. Elle est, par exemple, plus faible dans le cas du polystyrène que dans celui du mica.

I - II - 2.1.2 - Facteur de dissipation -

Le facteur de dissipation d'un condensateur provient des éléments r et G (fig.1-8). La résistance r est généralement négligeable jusqu'au moment où la fréquence est suffisamment grande pour que l'effet de peau soit complet. A ce moment là, cette résistance varie proportionnellement à la racine carrée de f , et peut être exprimée comme égale à $r_1 \sqrt{f}$, r_1 étant la résistance à 1 Mhz et f est exprimée en Mhz. Le facteur de dissipation aux hautes fréquences est donc :

$$D = \frac{G}{\omega C} + r_1 \sqrt{f} \omega C$$

Aux basses fréquences, seules les pertes dues à G sont importantes. La composante de G due à la conductance de fuite est négligeable aux fréquences supérieures à quelques Hz, et ne devient importante que lorsque le condensateur est chargé en continu. Les composantes dominantes en audio-fréquences sont les pertes diélectriques dans la structure isolante et dans le matériau diélectrique compris entre les armatures.

Dans le cas des condensateurs à air, les pertes dans l'air et à la surface des armatures sont négligeables, tant que les conditions d'humidité et de température modérées sont respectées. Les pertes sont, par contre, concentrées dans les supports isolants. Quand on utilise de bons matériaux, comme du quartz, des céramiques, du polystyrène, comme supports isolants, la conductance varie approximativement d'une façon linéaire avec la fréquence et le facteur de dissipation D_k des supports est presque constant avec la fréquence. Le facteur de dissipation total d'un condensateur à air aux basses fréquences sera donc (fig. I-8) :

$$D = \frac{G}{\omega (C + C_k)} = \frac{D_k C_k}{C + C_k} \quad (I-9)$$

Ainsi lorsque C varie, D est inversement proportionnel à la capacité terminale totale. La quantité $D_k C_k$ étant indépendante, à la fois de la fréquence et de la valeur affichée de la capacité, est appelée souvent figure de mérite d'un condensateur variable à air.

Dans le cas des condensateurs à diélectrique solide, la composante dominante de la conductance G correspond aux pertes dans le diélectrique qui varient avec la fréquence. La courbe résultante de la variation de D en fonction de la fréquence (fig. I-9), est la somme de trois composantes :

- un facteur de dissipation constant dû aux polarisations résiduelles, figuré par une ligne horizontale,
- les pertes dues aux polarisations interfaciales, représentées par une courbe décroissante vers la droite,
- et les pertes ohmiques dans les conducteurs et armatures donnant un facteur D proportionnel à la puissance $2/3$ de la fréquence, et figuré par une courbe croissante vers la droite.

Le facteur de dissipation possède un minimum à une fréquence qui varie en sens inverse de la valeur de la capacité, exemple : 1 KHz pour 1 μ F et 1 Mhz pour 100 pF.

I - II - 2.2 - Schéma complet du pont GR 716 C -

Nous admettons, a priori, que r et L sont négligeables. En effet, les connexions sont courtes et en fils de gros diamètre, la chute de tension due à r est négligeable; les condensateurs variables à air et les condensateurs fixes au mica du pont sont de haute qualité et L est de l'ordre de $6 \cdot 10^{-2} \mu$ H; par conséquent, aux fréquences utilisées du pont, l'effet de L ne se fait pas sentir.

Par contre, vu les valeurs parfois très faibles des condensateurs du pont, nous serons obligés de tenir compte de la conductance G .

● I - II - 2.2.1 - Condensateurs à air C_N et C_A -

Pour ces condensateurs, nous avons vu précédemment que D est défini par la relation (I-9) :

$$D = \frac{G}{\omega (C + C_k)} = \frac{D_k C_k}{C + C_k}$$

d'où l'on déduit $G = \omega D_k C_k$, et puisque $D_k C_k$ est indépendante de la fréquence, nous voyons que G est une constante pour une fréquence donnée.

La figure de mérite des capacités C_A et C_N est : $D_k C_k = 4.10^{-14}$

I - II - 2.2.2 - Condensateurs fixes au mica C'_A et C'_B -

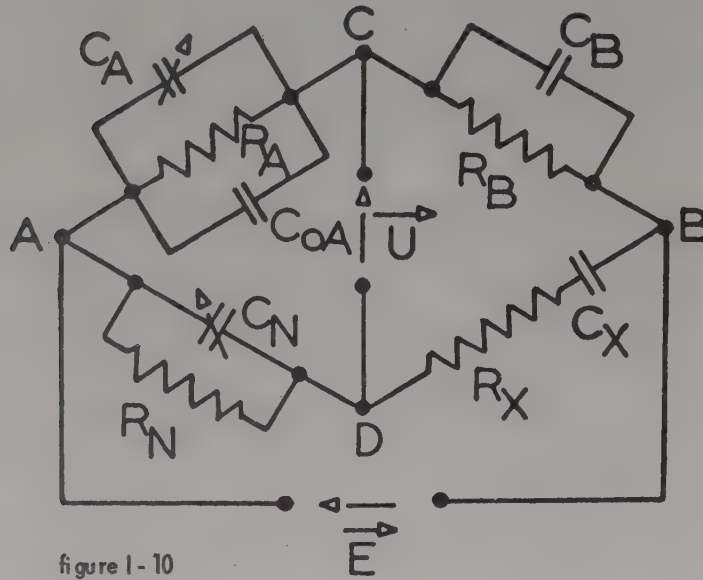
La conductance G n'est plus une constante pour une fréquence donnée. Par contre, en examinant la courbe de D (fig. I-9), nous constatons que pour une fréquence déterminée, D garde une valeur constante pour toutes les valeurs de capacité. Cette valeur vaut approximativement 3.10^{-4} pour les condensateurs fixes du pont à 1 KHz.

I - II - 2.2.3 - Schéma complet du pont GR716 C et équations de l'équilibre -

Nous allons tenir compte de tous les éléments qui composent réellement les bras du pont en ajoutant au schéma de la figure I-4 :

- une capacité C_B shuntant R_B et représentant la capacité parasite provenant de causes diverses, en particulier, de la capacité du câblage, et une capacité additionnelle d'équilibrage des bras A et B,
- une capacité fixe C_{0A} shuntant la capacité variable C_A (nous englobons dans C_A le condensateur variable à air C_A et les condensateurs fixes au mica C'_A). Cette capacité C_{0A} provient de la résiduelle de C_A , du câblage, et de diverses causes qui seront analysées plus loin. Nous ne ferons pas intervenir la conductance de fuite G_A de C_A car R_A est faible devant $\frac{1}{G_A}$,
- une résistance fixe $R_N = \frac{1}{G_N}$ en parallèle sur le condensateur variable à air C_N et représentant la dissipation de celui-ci.

Le schéma du pont est alors celui de la figure I - 10 .



La condition d'équilibre s'écrit :

$$\bar{U} = \bar{E} \left[\frac{\bar{Z}_A}{\bar{Z}_A + \bar{Z}_B} - \frac{\bar{Z}_N}{\bar{Z}_N + \bar{Z}_X} \right] = 0 \quad \text{ou} \quad \bar{Z}_A (\bar{Z}_N + \bar{Z}_X) - \bar{Z}_N (\bar{Z}_A + \bar{Z}_B) = 0$$

$$\text{ou encore } \bar{Z}_X = \frac{\bar{Z}_N \bar{Z}_B}{\bar{Z}_A}$$

Exprimons les différentes impédances :

$$\bar{Z}_N = \frac{R_N}{1 + i R_N C_N \omega} = \frac{1}{i C_N \omega} \frac{R_N}{R_N - i \frac{1}{C_N \omega}} = \frac{1}{i C_N \omega} \frac{1}{1 - i D_N}$$

$$\text{en remarquant que } D_N = \frac{1}{R_N C_N \omega} = \frac{G_N}{C_N \omega}$$

$$\bar{Z}_B = \frac{R_B}{1 + i R_B C_B \omega} = \frac{R_B}{1 + i Q_0} \quad \text{en posant } Q_0 = R_B C_B \omega$$

$$\bar{Z}_A = \frac{R_A}{1 + i \omega R_A (C_A + C_{0A})}$$

Si, par construction, on fait $R_A \omega C_{0A} = R_B C_B \omega = Q_0$, et que l'on remplace, par ailleurs, $\omega R_A C_A$ par D , c'est-à-dire, la valeur du facteur de dissipation affichée par l'appareil à l'équilibre, l'expression de $\bar{Z}_A$ devient : $\bar{Z}_A = \frac{R_A}{1 + i (D + Q_0)}$.

Revenons à l'équation de l'équilibre (paragraphe I-II-1) :

$$\begin{aligned}
 \bar{Z}_X &= R_X + \frac{1}{i C_X \omega} = \frac{\bar{Z}_N \bar{Z}_B}{\bar{Z}_A} = \frac{R_B [1 + i(D + Q_0)]}{R_A [i C_N \omega (1 - i D_N) (1 + i Q_0)]} \\
 &= \frac{R_B}{R_A} \frac{1}{i C_N \omega} \frac{1 + i(D + Q_0)}{1 + Q_0 D_N + i(Q_0 - D_N)} \\
 &= \frac{R_B}{R_A} \frac{1}{i C_N \omega} \frac{(Q_0 + D)(Q_0 - D_N) + 1 + D_0 D_N + i[D_N - Q_0 + (Q_0 + D)(1 + Q_0 D_N)]}{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)}
 \end{aligned}$$

En identifiant les parties imaginaires et en posant comme au paragraphe I-I-4.1

$$C = \frac{R_A}{R_B} C_N :$$

$$C_X = C \frac{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)}{1 + Q_0^2 + D Q_0 - D D_N} \quad (I-10)$$

De même, les parties réelles donnent :

$$R_X = \frac{1}{C \omega} \frac{D_N + Q_0^2 D_N + D + Q_0 D_N D}{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)}$$

$$\text{d'où } D_X = R_X C_X \omega = \frac{C_X}{C} \frac{D_N + Q_0^2 D_N + D + Q_0 D_N D}{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)}$$

ou encore en remplaçant $\frac{C_X}{C}$ par sa valeur donnée par l'équation (I-10) :

$$D_X = \frac{D + D_N(1 + Q_0^2 + Q_0 D)}{1 + Q_0^2 + D Q_0 - D D_N} \quad (I-11)$$

Q_0 est une quantité très petite, sa valeur numérique indiquée par le constructeur est de 0,0257. D_N a une valeur encore plus faible variant entre 0,000035 et 0,0004 lorsque C_N varie de 1150 pF à 100 pF ($D_N C_N = 4.10^{-14}$).

Les formules (I-10) et (I-11) sont les expressions exactes de C_X et D_X , mais, étant donné la précision que l'on veut obtenir sur D_X , on peut d'abord négliger Q_0^2 et D_N^2 devant

l'unité :

$$C_X = \frac{C}{1 + D(Q_0 - D_N)}$$

Comme D_N est au moins 100 fois plus petit que Q_0 on peut écrire :

$$C_X = \frac{C}{1 + D Q_0} \quad (1-12)$$

De même, on peut négliger $D D_N$ qui vaut au maximum $0,56 \times 4.10^{-4}$ devant l'unité :

$$D_X = \frac{D}{1 + D Q_0} + D_N \quad (1-13)$$

Nous avons donc retrouvé les formules (1-3) , (1-4) et (1-5) annoncées au paragraphe I - I - 4.2 .

I - III - Technologie du pont GR716 C -

La figure I - 11 représente le schéma complet du pont General Radio 716 C .

I - III - 1 - Condensateur étalon -

Ce condensateur est repéré C_N sur les schémas de principe. Sa référence sur la figure I - 11 est C21 . Il s'agit d'un condensateur variable à air dont le cadran est directement étalonné en valeurs de capacité entre 100 pF et 1150 pF , l'erreur maximum garantie étant inférieure à 1 pF. Sur chaque pont, une table de correction affichée indique, avec leurs signes, les quantités à ajouter aux lectures, si l'on désire une précision supérieure .

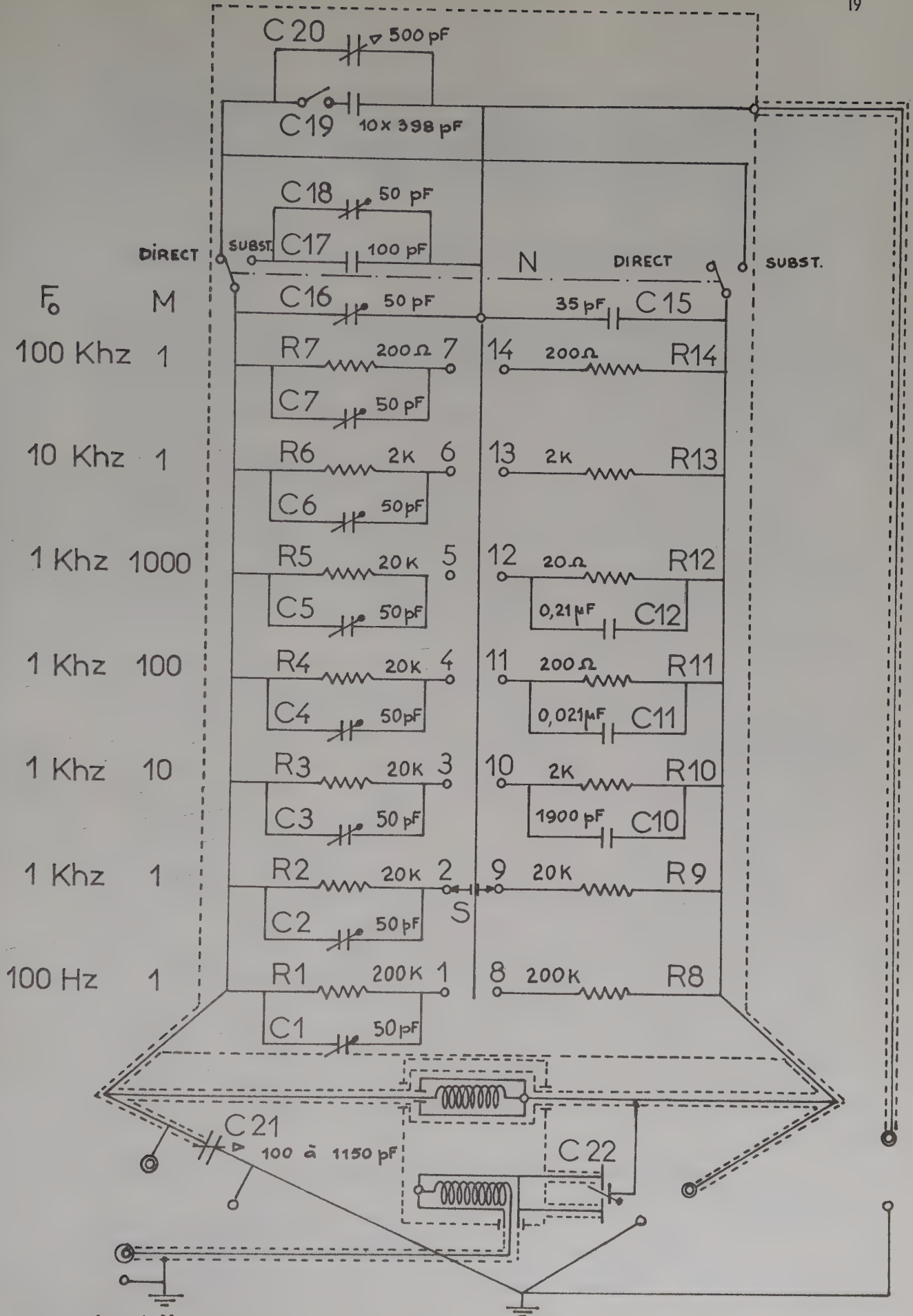
La graduation de C21 ne tient pas compte de la capacité parasite provenant des bornes « Unknown direct » . Lorsque $M = 1$, l'effet de capacité peut être pratiquement éliminé en retranchant 1 pF aux lectures .

Par contre, la capacité parasite provenant des bornes « Unknown Subst. » , ainsi que les impédances de fuites provenant du transfo, sont compensées .

Le facteur de dissipation de C21 varie entre 0,00004 à 1000 pF et 0,0004 à 100 pF, ce qui correspond à une figure de mérite $D_N C_N = 4.10^{-14}$ (C_N en F) . On doit tenir compte de ce facteur de dissipation qui n'est pas compensé par construction (voir formule I - 13) .

I - III - 2 - Condensateurs « Facteur de dissipation » -

Ces condensateurs sont repérés par C_A sur les schémas de principe .



Sur la figure I-11, on trouvera : le condensateur C20 variable de 500 pF correspondant au cadran « Dissipation » de la figure I-5, et le condensateur C19 qui correspond au commutateur « Dissipation ». C19 schématise une décade de 10 éléments identiques au mica valant chacun 398 pF et mis successivement en parallèle par le jeu du commutateur « Dissipation ».

I - III - 3 - Transformateur à écran - Blindage du pont -

Le pont GR716 C, comme beaucoup de ponts d'impédances, est mis à la masse au point de jonction entre la capacité étalon et le condensateur inconnu. Un transformateur est nécessaire dans la diagonale « Générateur », puisque, le plus souvent, le générateur a un pôle à la masse. Le rôle du transformateur est également d'éviter que les connexions extérieures au pont n'introduisent des capacités en parallèle sur les bras de mesure.

La construction de ce transformateur est donc très spéciale : chaque enroulement est entouré d'un blindage relié à une extrémité du bobinage pour éliminer les capacités terminales. Le blindage du primaire est, en outre, relié à la masse, tandis que celui du secondaire est isolé. Un troisième blindage, ou écran, isolé des deux premiers, est relié au boîtier du transformateur qui est connecté au blindage général du pont isolé de la masse (voir fig. I-11). Les isollements entre blindages, les sorties des enroulements sont réalisés en téflon, matériau à très faibles pertes, pour éviter l'introduction de résistances additionnelles shuntant les bras du pont.

Le blindage général a pour but d'annuler l'effet des capacités entre la masse et les points A et B. Ces capacités γ_N et γ_X sont nuisibles puisqu'elles shuntent les bras N et X (fig. I-12.a).

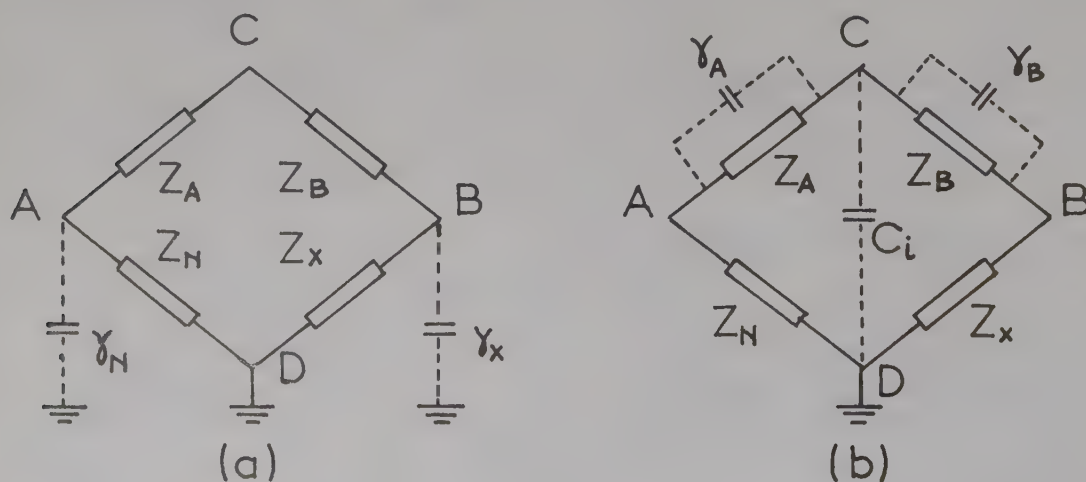


figure I-12

On enferme alors les bras $\bar{Z}_A$ et $\bar{Z}_B$ dans un blindage isolé de la masse et réuni à la jonction de ces deux bras (fig. I-12.b).

Les capacités γ_N et γ_X sont alors remplacées, d'une part, par la capacité C_i dont l'effet n'est pas nuisible à l'équilibre, et, d'autre part, par les capacités γ_A et γ_B shuntant

$\bar{Z}_A$ et $\bar{Z}_B$, capacités dont on peut rigoureusement équilibrer les effets (voir I-II-2.2, la condition de compensation est $R_A C_{0A}(\omega) = R_B C_B(\omega) = Q_0$). En outre, l'écran du transformateur étant relié au blindage général, la capacité entre enroulements se trouve mise en parallèle sur le bras $\bar{Z}_B$ et on peut compenser son effet par une capacité convenable placée dans le bras $\bar{Z}_A$.

Nous remarquons cependant que la capacité parasite C_i qui existe entre le blindage général et la masse, et, par conséquent, qui shunte les bornes du détecteur, est assez importante (de l'ordre de 425 pF).

Si cette capacité ne nuit en rien à l'équilibre, elle diminue néanmoins la sensibilité du détecteur et va, en outre, introduire une grave difficulté à notre théorie de l'équilibrage rapide, comme nous le verrons au chapitre III.

I - III - 4 - Sélecteur de méthode -

Le sélecteur de méthode (N, fig. I-11) est commandé par le bouton N de la fig. I-5.

Dans la position « Direct », C20 et C19 sont en parallèles sur le bras $\bar{Z}_A$. La théorie du pont et les prescriptions d'emploi indiquées aux paragraphes I-1 et I-II s'appliquent.

Dans la position « Subst », C20 et C19 se trouvent placées en parallèles sur le bras $\bar{Z}_B$, mais, dans ce cas, la capacité parasite du bras $\bar{Z}_A$ diminue de la capacité parasite introduite, en particulier, par les connexions à C20 et C19, soit environ 65 pF. Ces 65 pF viennent s'ajouter au bras $\bar{Z}_B$. Pour maintenir la compensation des capacités parasites, il faut introduire 130 pF dans le bras $\bar{Z}_A$, c'est le rôle du condensateur fixe au mica C17 de 100 pF et de l'ajustable à air C18 réglé à 30 pF.

I - III - 5 - Bras du pont -

Les bras de pont $\bar{Z}_A$ et $\bar{Z}_B$ sont commutés par le sélecteur S à 7 positions correspondant aux valeurs suivantes de F_0 et M :

Sélecteur S	1-8	2-9	3-10	4-11	5-12	6-13	7-14
F_0	100 Hz	1 KHz	1 KHz	1 KHz	1 KHz	10 KHz	100 KHz
M	1	1	10	100	1000	1	1

Le sélecteur est monté sur une matière isolante à très faibles pertes afin d'éviter les résistances additionnelles.

Nous avons indiqué au paragraphe I-II.1 le principe de la commutation des résistances par S. On trouvera ces résistances sur la fig. I-11, avec, en outre, un certain nombre de condensateurs ajustables à air, comme $C_1, C_2, C_3, \dots, C_7$, ou de condensateurs fixes $C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{15}$.

Ces capacités ont pour but de réaliser la condition :

$$R_A C_{0A} \omega = R_B C_B \omega = Q_0$$

lorsque le commutateur et le cadran « Dissipation » sont à zéro et le commutateur N sur « Direct ».

La capacité C_{0A} vaut 205 pF qui se répartissent comme suit : 65 pF provenant de la résiduelle et du câblage des capacités C 20 et C 19, 90 pF du câblage de toutes les résistances et capacités du bras Z_A , 25 pF provenant de la capacité de réglage général du zéro C 16 (réglée à mi-course), et, enfin, 25 pF provenant de la capacité C_1 à C_7 en circuit (ces capacités $C_1, C_2, \dots, C_7$ permettent le réglage individuel du zéro de chaque gamme).

Cette capacité de 205 pF doit être équilibrée par une capacité de même valeur dans le bras $\bar{Z}_B$ pour toutes les positions du sélecteur S correspondant à $M = 1$. On trouve, en effet, dans le bras $\bar{Z}_B$: 60 pF provenant du câblage, 110 pF provenant du transformateur, et enfin, 35 pF de la capacité C 15.

Lorsque le sélecteur S est sur $M = 10 - 100 - 1000$ (à 1 KHz), la résistance R_B varie ; pour que $R_B C_B \omega$ reste constant, on a placé aux bornes des résistances R 10, R 11 et R 12, les capacités C 10, C 11, C 12, valant respectivement 0,0019, 0,021 et 0,21 μF .

I - III - 6 - Maintenance du pont GR 716 C -

I - III - 6.1 - Entretien -

La seule prescription d'entretien consiste à vérifier périodiquement que la pochette de gel de silice placée à l'intérieur du pont, n'a pas perdu ses propriétés absorbantes.

Une fois par an, on nettoie les plots du contacteur S avec un chiffon propre imbibé d'alcool pur, et on y met une très légère couche de vaseline neutre Codex.

I - III - 6.2 - Vérification de l'étalonnage -

Pour effectuer cette vérification, il faut disposer de deux capacités étalons de valeurs voisines de 100 pF et 1000 pF, et de facteurs de dissipation connus aux quatre fréquences F_0 .

On doit vérifier qu'à ces quatre fréquences, avec la capacité étalon de 1000 pF, on peut équilibrer le pont en affichant à l'avance sur le cadran « Dissipation » le facteur de dissipation de l'étalon diminué du facteur de dissipation D_N .

Si l'on trouve un décalage constant sur toutes les gammes, celui-ci peut provenir d'une modification de la capacité du transformateur, résultant, par exemple, d'une élévation de la température. On rattrapera le réglage avec C 16 .

Si, au contraire, certaines gammes seulement sont dérèglées, on rétablira le réglage, la capacité étalon de 1000 pF étant en place, avec le condensateur C₁ ou C₂ ou C₇, correspondant à la gamme étudiée . Mettant en place le condensateur étalon de 100 pF, on vérifiera que le pont indique correctement son facteur de dissipation .

Si le premier réglage a été bien effectué, l'essai avec le condensateur de 100 pF doit être satisfaisant, excepté peut-être à 100 KHz ; à cette fréquence, en effet, malgré les blindages, il peut subsister un léger couplage capacitif qui perturbe les lectures . L'effet de ce couplage peut être neutralisé en appliquant une tension de compensation aux bornes « Détecteur » . Cette tension est obtenue par couplage capacitif à travers le condensateur à double stator C 22 connecté aux deux extrémités du blindage du primaire du transformateur, le point milieu de ce blindage étant à la masse . On récupère sur le rotor une tension variable de phase convenable, qui est appliquée au blindage général, et, par conséquent, au détecteur .

L'ajustement de C 22 doit permettre de faire coïncider les lectures de facteur de dissipation à 100 KHz lorsqu'on mesure les condensateurs étalons de 100 pF et 1000 pF .

Chapitre II

ETUDE GEOMETRIQUE DU DESEQUILIBRE

SOLUTION D'EQUILIBRAGE RAPIDE

II - I - Introduction -

Il est toujours possible de représenter géométriquement la tension de déséquilibre (ou une quantité proportionnelle à celle-ci) dans un plan approprié, et visualiser ainsi les différentes étapes de l'équilibrage. C'est ce que nous nous proposons de faire dans le cadre du pont General Radio 716 C. De l'étude des réseaux de courbes obtenus, nous tirerons un certain nombre de propriétés particulières, qui nous suggéreront la conception d'un détecteur spécial permettant un équilibrage rapide et pouvant attaquer directement un asservissement à séquences.

II - II - Etude géométrique du déséquilibre du pont 716 C General Radio -

II - II - 1 - Hypothèses de départ -

Afin de parvenir à un schéma à la fois simple et correct du pont, il nous est nécessaire de justifier un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

II - II - 1.1 - Fuites des capacités C_A -

D'après le schéma de la figure II-1 que nous reproduisons ci-après, nous constatons que la branche $\bar{Z}_A$ se compose de trois éléments en parallèle C_A , C_{0A} et R_A . Or, pour arriver à ce schéma, nous nous sommes contentés dans I-II-2.2.3, d'admettre que la résistance de fuite

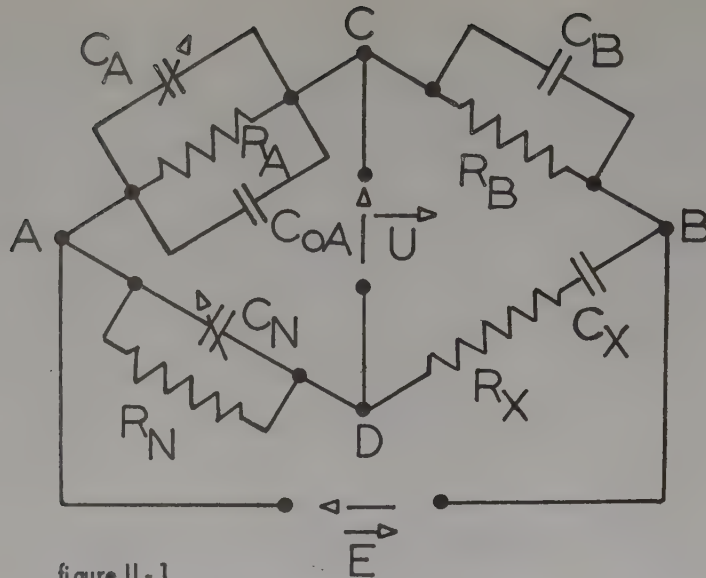


figure 11-1

parallèle $r_A = \frac{1}{G_A}$ de la capacité C_A est très grande vis-à-vis de R_A et peut donc être supprimée. Nous allons maintenant justifier cette simplification.

Sous la désignation de C_A nous trouvons une capacité à air variable de 500 pF et une décade de 10 éléments identiques au mica valant chacun 398 pF (voir technologie du pont au I-III-2). Or, ces deux types de condensateurs ont des pertes différentes et nous sommes amenés à poser :

C_{Aa} valeur de la capacité variable à air

C_{Am} valeur de la capacité d'un élément au mica

L'impédance $\bar{Z}_A$ est alors représentée par le schéma de la figure 11-2. Le condensateur à air est représenté par C_{Aa} et sa résistance de fuite r_{Aa} .

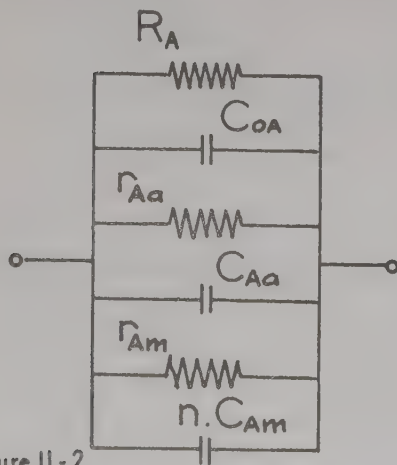


figure 11-2

Le condensateur au mica est représenté par $n C_{Am}$ avec n variant de 0 à 10 et par sa résistance de fuite r_{Am} .

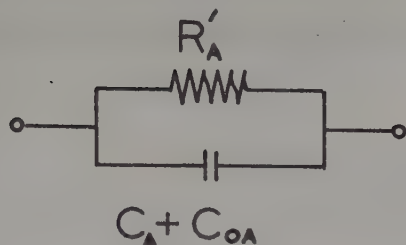
Nous avons vu, d'autre part, que pour un condensateur à air, la résistance de fuite parallèle est indépendante de la capacité, donc, constante pour une fréquence bien définie, tandis que pour un condensateur au mica, cette résistance de fuite est inversement proportionnelle à la capacité pour une fréquence donnée, le facteur de dissipation ne dépendant que de la fréquence (voir I-II-2.1).

Nous posons donc :

$$r_{Aa} = \frac{1}{k_A \omega}$$

$$\text{et } r_{Am} = \frac{1}{D_m n C_{Am} \omega}$$

L'impédance $\bar{Z}_A$ se réduit au schéma de la figure II-3, où R'_A est la résultante des trois résistances R_A , r_{Aa} et r_{Am} en parallèle, et C_A la somme des capacités $C_{Aa} + n C_{Am}$.



$$\text{Soit : } R'_A = \frac{R_A}{1 + R_A \omega (k_A + D_m n C_{Am})}$$

$$\text{et } \bar{Z}_A = \frac{R'_A}{1 + i (C_A + C_{oA}) R'_A \omega}$$

figure II-3

$$= \frac{R_A}{1 + R_A \omega (k_A + D_m n C_{Am}) + i (C_A + C_{oA}) R_A \omega}$$

ORDRES DE GRANDEURS :

$$R_A \omega = \text{constante} \neq 12,56 \cdot 10^7 \text{ par construction}$$

$$k_A \neq 4 \cdot 10^{-14}$$

$$D_m \text{ varie presque linéairement de } 3 \cdot 10^{-4} \text{ à } 10^{-4} \text{ entre } 100 \text{ Hz et } 100 \text{ KHz}$$

Ainsi donc, au maximum, le terme $R_A \omega (k_A + D_m n C_{Am})$ vaut :

$$12,56 \cdot 10^7 [4 \cdot 10^{-14} + (3 \cdot 10^{-4} \times 10 \times 398 \cdot 10^{-12})]$$

$$\text{ou } R_A \omega (k_A + D_m n C_{Am}) \neq 1,55 \cdot 10^{-4}$$

Cette quantité peut donc être considérée comme négligeable devant l'unité, ce qui justifie le fait que nous avons tout simplement supprimé les résistances de fuites r_{Aa} et r_{Am} dans nos calculs.

II - II - 1.2 - Impédance de sortie du pont -

Nous allons admettre dans notre théorie, que l'impédance branchée sur la sortie du pont, est infinie. En réalité, par construction, le pont 716 C présente entre ses bornes « Détecteur », non seulement une capacité parasite importante, de l'ordre de 440 pF, mais également une résistance de fuite très faible, voisine de 6 M Ω .

Nous verrons plus tard, au chapitre de la réalisation technologique du détecteur (ch.III) comment nous pourrions lever cette difficulté.

II - II - 2 - Etude géométrique du déséquilibre -

Le schéma définitif que nous allons adopter pour le pont General Radio 716 C est donc celui de la figure II - 1 .

II - II - 2.1 - Expression de la transmittance $\bar{T}$ -

Soient R_X et C_X les caractéristiques du condensateur à mesurer. L'équilibrage se fait par les grandeurs variables C_A et C_N , R_X et C_X étant des grandeurs inconnues mais fixes .

On peut considérer le pont comme un quadripôle de transmittance $\bar{T}$

$$\bar{T} = \alpha + j\beta = \frac{\bar{U}}{\bar{E}}$$

A l'équilibre $\bar{U} = 0$, c'est-à-dire $\alpha = \beta = 0$. L'étude de l'équilibrage pourra donc s'effectuer dans le plan α, β .

Avec la convention de signes pour $\bar{E}$ et $\bar{U}$ indiquée sur la figure II - 1, l'expression de $\bar{T}$ est :

$$\bar{T} = \alpha + j\beta = \frac{\bar{U}}{\bar{E}} = \frac{\bar{Z}_B}{\bar{Z}_A + \bar{Z}_B} - \frac{\bar{Z}_X}{\bar{Z}_N + \bar{Z}_X}$$

$$\begin{aligned} \text{Avec : } \bar{Z}_B &= \frac{R_B}{1 + j C_B R_B \omega} & \bar{Z}_A &= \frac{R_A}{1 + j (C_A + C_{0A}) R_A \omega} \\ \bar{Z}_X &= \frac{1 + j R_X C_X \omega}{j C_X \omega} & \bar{Z}_N &= \frac{R_N}{1 + j C_N R_N \omega} \end{aligned}$$

Posons :

a) Quantités constantes :

$$R_A C_{0A} \omega = R_B C_B \omega = Q_0 > 0$$

$$R_X C_X \omega = D_X > 0$$

$$R_N = \frac{1}{k_N \omega} \text{ où } k_N > 0$$

b) Quantités variables :

$$R_A R_B C_A \omega = x \geq 0 \quad \text{et} \quad C_N = y \geq 0$$

L'expression de $\bar{T}$ devient alors :

$$\bar{T} = \frac{R_B (1 + j Q_0) + j x}{(R_A + R_B) (1 + j Q_0) + j x} - \frac{k_N (1 + j D_X) + (-D_X + j) y}{k_N + j (k_N D_X + C_X) + (-D_X + j) y} \quad (11-1)$$

La transmittance $\bar{T}$ se présente sous la forme de deux fonctions homographiques indépendantes, dont les variables sont x et y . En prenant x comme variable et y comme paramètre, puis, vice-versa, on obtient dans le plan α, β , deux réseaux de courbes, respectivement $y = \text{Cte}$ et $x = \text{Cte}$. Du fait de cette présentation particulière de $\bar{T}$ en deux fonctions homographiques indépendantes, nous pouvons déjà prévoir que ces deux réseaux de courbes se réduisent à deux réseaux d'arcs de cercles de rayons constants, dont le lieu des centres de l'un est un arc de cercle directement superposable par simples translations aux arcs de cercle de l'autre, et vice-versa.

II - II - 2.2 - Réseau d'arcs de cercle φ_X pour $y = \text{Cte}$ -

II - II - 2.2.1 - Allure de φ_X -

En prenant x comme variable et y comme paramètre, c'est-à-dire, en faisant varier x en maintenant y à une valeur fixe $y = \text{Cte}$, $\bar{T}$ se met sous la forme :

$$\bar{T} = \frac{R_B (1 + j Q_0) + j x}{(R_A + R_B) (1 + j Q_0) + j x} - \bar{A}_y$$

en désignant par $\bar{A}_y$ la constante complexe :

$$\bar{A}_y = \frac{k_N (1 + j D_X) + (-D_X + j) y}{k_N + j (k_N D_X + C_X) + (-D_X + j) y}$$

On peut encore écrire :

$$\bar{T} = \frac{-R_A (1 + j Q_0)}{(R_A + R_B) (1 + j Q_0) + j x} + (1 - \bar{A}_y) = \bar{T}_1 + (1 - \bar{A}_y)$$

Etudions d'abord le terme $\bar{T}_1$:

$$\bar{T}_1 = \frac{-R_A (1 + j Q_0)}{(R_A + R_B) (1 + j Q_0) + j x} = \frac{1}{-\frac{R_A + R_B}{R_A} - \frac{Q_0 + j}{R_A (1 + Q_0^2)} x}$$

Le dénominateur de $\bar{T}_1$ se présente sous la forme :

$$\bar{X}_1 + x \bar{X}_2 = \bar{F}(x) = F(x) \mid \psi(x)$$

$$\text{avec } \bar{X}_1 = \frac{R_A + R_B}{R_A} \mid -\pi$$

et

$$\bar{X}_2 = + \frac{1}{R_A \sqrt{1 + Q_0^2}} \mid -\text{Arctg} \frac{1}{Q_0}$$

Le lieu de l'image de $\bar{F}(x)$ est une demi-droite orientée Δ_x (fig. II-4) graduée linéairement en valeur de x partant de $x=0$ au point image de $\bar{X}_1$. La demi-droite orientée Δ_x a pour phase celle de $\bar{X}_2$, c'est-à-dire $-\pi + \arctg \frac{1}{Q_0}$. Désignons par θ l'angle formé par Δ_x et l'axe $O\beta$ tel que $\tg \theta = Q_0$.

En mettant $\bar{T}_1$ sous la forme

$$\bar{T}_1 = \frac{1}{F(x)} = \frac{1}{F(x)} \frac{1}{\psi(x)} = \frac{1}{F(x)} [-\psi(x)]$$

on voit immédiatement que le lieu de l'image de $\bar{T}_1$ est le conjugué de l'arc de cercle inverse de Δ_x dans l'inversion de centre O et de puissance 1.

Enfin, pour obtenir l'arc φ_x , lieu de l'image N de $\bar{T}$, il suffit d'effectuer à l'arc de cercle précédent une translation rectiligne de valeur $1 - \bar{A}_y$.

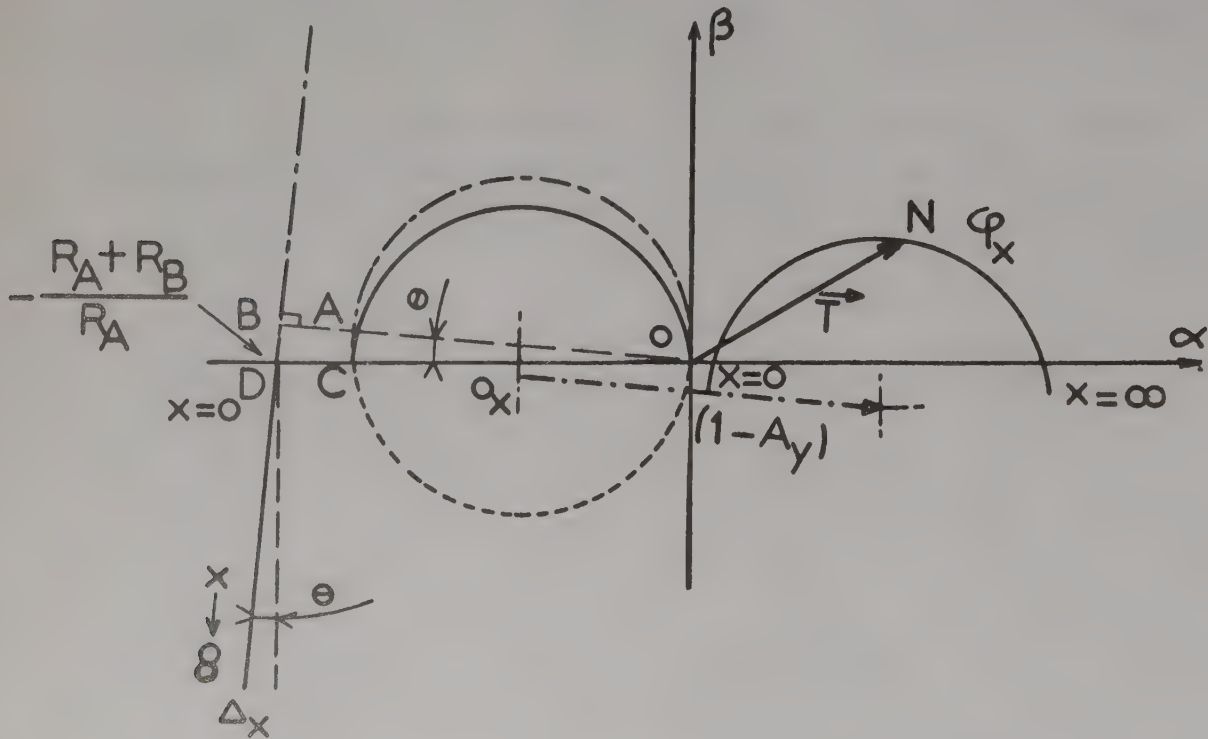


figure II-4

II - II - 2.2.2 - Rayon R_X des arcs φ_x et longueur de la corde limite -

Utilisons la puissance de l'inversion :

$$OA \times OB = 2 R_X \times OB = 1 \quad \text{d'où} \quad R_X = \frac{1}{2 \times OB}$$

$$\text{Comme } OB = \frac{R_A + R_B}{R_A} \cos \theta = \frac{R_A + R_B}{R_A} \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2}}$$

$$\text{on a : } R_X = \frac{R_A (1 + Q_0^2)^{1/2}}{2(R_A + R_B)}$$

Nous remarquons, d'autre part, que la corde qui limite l'arc φ_X lorsque x varie de zéro à l'infini (pour la théorie, nous admettons que x peut tendre jusqu'à l'infini, quoique, en réalité, il sera limité par la valeur maximum de C_A) est parallèle à l'axe $O\alpha$. Sa longueur ℓ_X est définie par :

$$\ell_X = OC = \frac{1}{OD} \text{ d'après la puissance d'inversion, soit } \ell_X = \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

II - II - 2.2.3 - Lieu Γ_X du centre de φ_X lorsque le paramètre y varie -

En désignant par $\vec{T}$, $\vec{A}_y$, etc, les vecteurs ayant comme origine, l'origine des axes de références, et comme extrémités respectives, les images de $\vec{T}$ et de $\vec{A}_y$ etc, nous voyons qu'à chaque valeur du paramètre y , correspond une translation rectiligne de valeur $(1 - \vec{A}_y)$ de l'arc φ_X à partir de la position $\vec{A}_y = 1$. Le lieu Γ_X sera donc le lieu de l'extrémité du vecteur $(1 - \vec{A}_y)$ avec O_X comme origine de ce vecteur (fig. II-4)

$$\begin{aligned} 1 - \vec{A}_y &= 1 - \frac{k_N (1 + i D_X) + (-D_X + i) y}{k_N + i(k_N D_X + C_X) + (-D_X + i) y} \\ &= 1 - 1 + \frac{i C_X}{k_N + i(k_N D_X + C_X) + (-D_X + i) y} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{k_N}{C_X} (D_X - i) + \frac{1}{C_X} (1 + i D_X) y} \end{aligned}$$

Nous trouvons une expression analogue à celle de $\vec{T}_1$ dans II-II-2.2.1. Posons de même :

$$1 - \vec{A}_y = \frac{1}{\vec{F}(y)} = \frac{1}{\vec{Y}_1 + y \vec{Y}_2}$$

$$\text{avec } \vec{Y}_1 = 1 + \frac{k_N}{C_X} (D_X - i)$$

$$\vec{Y}_2 = \frac{1}{C_X} (1 + i D_X)$$

L'étude géométrique va se faire avec le système d'axes $O_X \alpha'$ et $O_X \beta'$ parallèles à $O\alpha$ et $O\beta$ (fig. II-5).

II - II - 2.2.5 - Position du centre I de Γ_X -

Désignons par α_I, β_I et α'_I, β'_I ainsi que par $\alpha_{O_X}, \beta_{O_X}$, les coordonnées de I et de O_X dans les deux systèmes d'axes $O \alpha \beta$ et $O_X \alpha' \beta'$.

$$\alpha'_I = R_Y \sin \Omega = \frac{1}{2} \frac{C_X (1 + D_X^2)^{1/2}}{k_N + D_X C_X + k_N D_X^2} \times \frac{D_X}{(1 + D_X^2)^{1/2}}$$

$$\text{ou } \alpha'_I = \frac{1}{2} \frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

$$\text{et } \beta'_I = R_Y \cos \Omega = \frac{1}{2} \frac{C_X (1 + D_X^2)^{1/2}}{k_N + D_X C_X + k_N D_X^2} \frac{1}{(1 + D_X^2)^{1/2}}$$

$$\text{ou } \beta'_I = \frac{1}{2} \frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

D'après la figure II - 4 :

$$\alpha_{O_X} = - R_X \cos \theta = - \frac{R_A (1 + Q_0^2)^{1/2}}{2(R_A + R_B)} \frac{1}{(1 + Q_0^2)^{1/2}}$$

$$\text{ou } \alpha_{O_X} = - \frac{R_A}{2(R_A + R_B)}$$

$$\text{et } \beta_{O_X} = - R_X \sin \Omega = \frac{R_A Q_0}{2(R_A + R_B)}$$

Nous avons donc :

$$\alpha_I = \alpha'_I + \alpha_{O_X} = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right] \quad (\text{II-2})$$

$$\beta_I = \beta'_I + \beta_{O_X} = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A Q_0}{R_A + R_B} \right] \quad (\text{II-3})$$

II - II - 2.2.6 - Corde limite de Γ_X -

Tout comme φ_X , l'arc lieu Γ_X est limité par une corde lorsque le paramètre y varie de zéro à l'infini.

Cette corde a une pente positive d'angle ϕ (fig. II - 5) et une longueur ℓ_Y définie par :

$$\text{ou } l_Y = \frac{C_X}{[(C_X + k_N D_X)^2 + k_N^2]^{1/2}}$$

De même $\operatorname{tg} \phi = k_N / (C_X + k_N D_X) \neq 0$

II - II - 2.3.1 - Allure de φ_Y -

$$\bar{T} = \frac{1}{1 + \frac{k_N}{C_X} (D_X - i) + \frac{1}{C_X} (1 + i D_X) y} + (\bar{A}_X - 1)$$

en posant $\bar{A}_X = \frac{R_B (1 + i Q_0) + i x}{(R_A + R_B) (1 + i Q_0) + i x}$

The figure shows a coordinate system with a vertical axis labeled β and a horizontal axis labeled α . Several curves are plotted: a solid curve labeled $y=0$, a dashed curve labeled $y=\infty$, and a straight line labeled $y \rightarrow \infty$ at an angle Ω to the α -axis. Key points and slopes are indicated: $(A_x - 1)$ is the slope of the $y=0$ curve; $1 + \frac{k_H D_x}{C_x}$ is a value on the α -axis; $-j \frac{K_E}{C_x}$ is a point on the α -axis; ϕ_y is an angle related to the $y=0$ curve; ϕ is an angle between two dashed lines; and Ω is the angle of the $y \rightarrow \infty$ line.

Figure 11-6

$$\alpha_{O_Y} = \alpha'_I = \frac{1}{2} \frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

$$\beta_{O_Y} = \beta'_I = \frac{1}{2} \frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

Le lieu φ_Y se déduit de cet arc par une translation rectiligne de valeur $(\overrightarrow{\bar{A}_Y - 1})$.

II - II - 2.3.2 - Lieu Γ_Y du centre de φ_Y lorsque le paramètre x varie -

C'est le lieu de l'extrémité du vecteur $(\overrightarrow{\bar{A}_Y - 1})$ d'origine O_Y lorsqu'on fait varier le paramètre x .

Prenons le système d'axes $O_Y \alpha'' \beta''$

$$(\bar{A}_Y - 1) = - \frac{R_A (1 + i Q_0)}{(R_A + R_B)(1 + i Q_0) + i x}$$

On retrouve l'expression de $\bar{T}_1$ de II-II-2.2.1. Donc, Γ_Y est un arc superposable à φ_X par simples translations, et centré au point J de coordonnées (fig. II-7) :

$$\alpha''_J = \alpha_{O_X} \quad \text{ou} \quad \alpha_J = \alpha_{O_X} + \alpha_{O_Y} = \alpha_{O_X} + \alpha'_I$$

$$\beta''_J = \beta_{O_X} \quad \text{ou} \quad \beta_J = \beta_{O_X} + \beta_{O_Y} = \beta_{O_X} + \beta'_I$$

soit :

$$\alpha_J = \alpha_I = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right] \quad (II-4)$$

$$\beta_J = \beta_I = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A Q_0}{R_A + R_B} \right] \quad (II-5)$$

Ainsi les centres I et J des lieux Γ_X et Γ_Y sont confondus.

Nous désignerons désormais ce centre commun par O_1 de coordonnées α_1, β_1 .

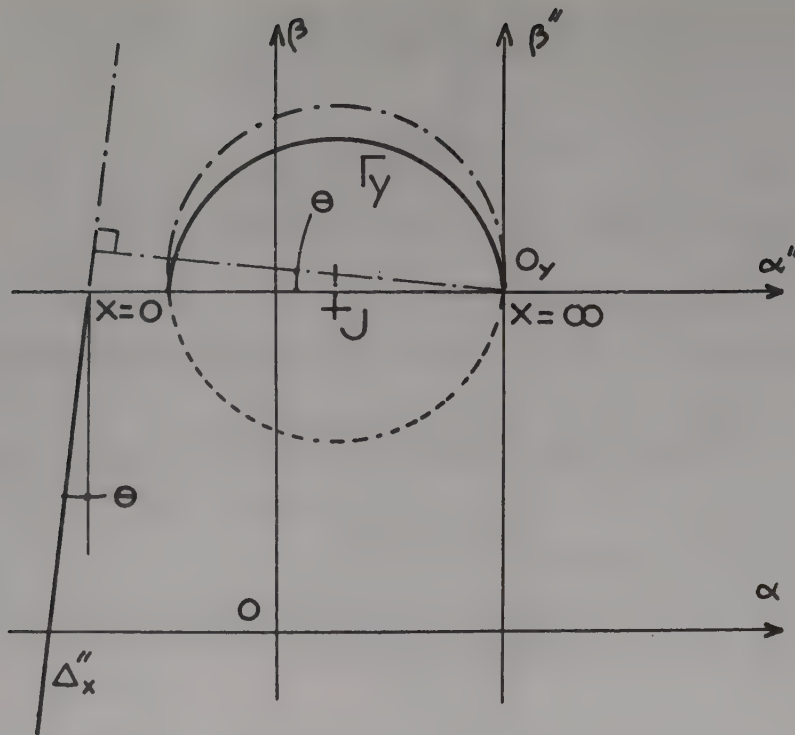


Figure II - 7

II - II - 2.4 - Récapitulation -

Pour avoir une vue d'ensemble des réseaux de courbes précédents, nous allons grouper ci-après les résultats obtenus .

II - II - 2.4.1 - x étant la variable et y le paramètre -

Les lieux φ_X , pour différentes valeurs constantes de y , sont des arcs de cercle de rayon R_X , et limités par une corde horizontale de longueur ℓ_X

$$\begin{aligned} R_X &= \frac{R_A (1 + Q_0^2)^{1/2}}{2(R_A + R_B)} \\ \ell_X &= \frac{R_A}{R_A + R_B} \end{aligned}$$

(II-6)

Lorsque le paramètre y varie, le lieu Γ_X du centre de φ_X est un arc de cercle superposable à φ_Y par simples translations, et centré en O_1 de coordonnées α_1 , β_1 ,

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right]$$

$$\beta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A Q_0}{R_A + R_B} \right] \quad (II-7)$$

II - II - 2.4.2 - y étant la variable et x le paramètre -

Les lieux φ_Y pour différentes valeurs constantes de x sont des arcs de cercle de rayon R_Y , limités par une corde faisant avec l'axe O α un angle ϕ , et ayant pour longueur ℓ_Y .

$$R_Y = \frac{1}{2} \frac{C_X (1 + D_X^2)^{1/2}}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{k_N}{C_X + k_N D_X} \neq 0 \quad \ell_Y = \frac{C_X}{[(C_X + k_N D_X)^2 + k_N^2]^{1/2}} \quad (II-8)$$

Lorsque le paramètre x varie, le lieu Γ_Y du centre de φ_Y est un arc superposable à φ_X par simples translations, et centré également en O_1 , comme Γ_X .

REMARQUE : Il est à noter que R_Y est toujours $> R_X$. En effet, regardons les ordres de grandeurs dans le cas du pont GR716 C :

$$(R_Y)_{\min} \# \frac{1}{2} \frac{10^{-10} \sqrt{1 + (0,56)^2}}{10^{-14} + 0,56 \cdot 10^{-10}} \neq 1,1$$

$$R_X \# \frac{1}{2} \frac{20}{20 + 20} = \frac{1}{4} \text{ à } M = 1$$

$$\# \frac{1}{2} \frac{20}{20 + 0,02} \neq 0,5 \text{ à } M = 1000 \text{ (à 1 KHz)}$$

II - II - 2.4.3 - Tracé de l'ensemble des deux réseaux φ_X et φ_Y -

Donnons nous comme grandeurs connues :

- le rapport $M = \frac{R_A}{R_B}$
- les constantes Q_0 et k_N
- la capacité C_X et le facteur de dissipation D_X

Dans le plan O α β (fig. II-8), positionnons O_1 par ses coordonnées α_1 et β_1 données par la formule (II-7). Traçons Γ_Y de centre O_1 et de rayon R_X (formule II-6) et limitons

l'arc utile par une corde horizontale passant par le point $x = 0$. Ce dernier est positionné tel que la droite ($x = 0, O_1$) fasse avec $\vec{O}\alpha$ un angle $-\theta$ ($\text{tg } \theta = Q_0$). Nous traçons de même Γ_X en connaissant son centre O_1 et son rayon R_Y (formule II-8). Le point $y = \infty$ est positionné tel que la droite reliant le point $y = \infty$ à l'origine O , fasse un angle θ avec $\vec{O}\alpha$. L'arc Γ_X sera limité par une corde passant par $y = \infty$ et faisant avec $\vec{O}\alpha$ un angle ϕ tel que $\text{tg } \phi = \frac{k_N}{C_X + k_N D_X}$ (cet angle est pratiquement nul puisque $\text{tg } \phi$ vaut, au maximum, 10^{-4}). Nous remarquons que le point $y = \infty$ a les mêmes coordonnées que O_X , c'est-à-dire :

$$\alpha_{O_X} = -\frac{R_A}{2(R_A + R_B)}$$

$$\beta_{O_X} = -\frac{R_A Q_0}{2(R_A + R_B)}$$

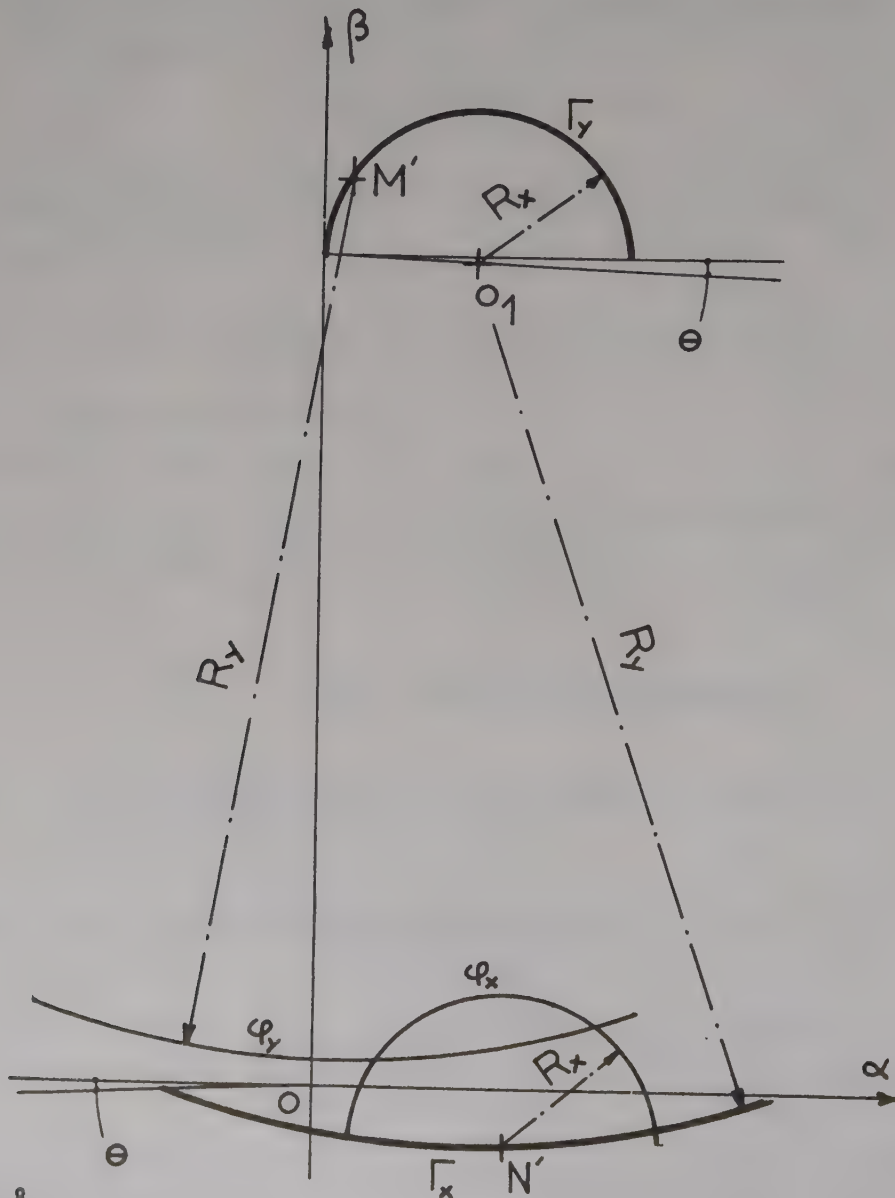


Figure II-8

Un arc de chaque réseau φ_X et φ_Y est représenté sur la figure II-8 tracée au cas $M = 1 (R_A = R_B)$.

II - II - 2.5 - Propriétés intéressantes

II - II - 2.5.1 - Supposons que, y étant maintenu constant, nous faisons varier x et nous désignons par φ_{X_2} le lieu sur lequel l'image N de $\bar{T}$ se déplace, et par N'_2 le centre de cet arc de cercle (N'_2 se trouve naturellement sur Γ_X). Arrêtons x à une valeur quelconque, par exemple, x_2 , $\bar{T}$ prend une certaine valeur $\bar{T}_2$. En désignant par φ_{Y_2} l'arc de cercle φ_Y qui passe par le point N_2 image de $\bar{T}_2$, nous constatons que N_2 et N'_2 occupent des positions identiques sur φ_{Y_2} et Γ_X , autrement dit, une translation rectiligne de valeur $\overrightarrow{N_2 N'_2}$ amène φ_{Y_2} en coïncidence avec Γ_X (fig. II-9).

Nous remarquerons également que si M'_2 est le centre de φ_{Y_2} , N_2 et M'_2 occupent aussi des positions identiques sur φ_{X_2} et Γ_Y , c'est-à-dire : une translation $\overrightarrow{N_2 M'_2}$ amène ces deux arcs de cercle en coïncidence.

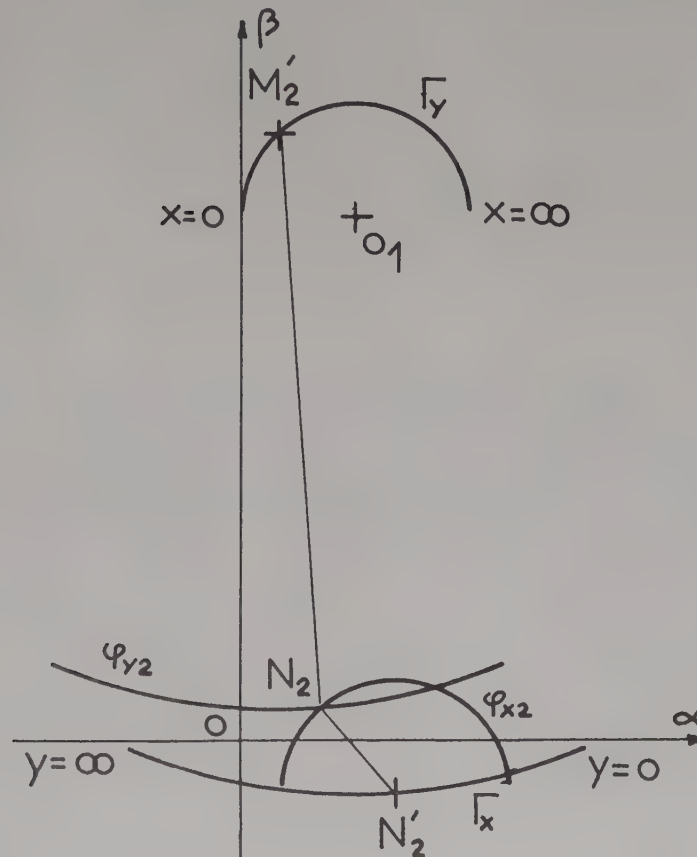


Figure II-9

II - II - 2.5.2 - Le rayon R_X des arcs φ_X dépend uniquement des grandeurs fixes R_A , R_B et Q_0 .

II - II - 2.5.3 - La graduation de l'arc φ_X en valeurs proportionnelles à x , est fixe et ne dépend que de x et du rapport $M = \frac{R_A}{R_B}$, autrement dit, pour une valeur quelconque mais

fixe de x et pour un rapport déterminé de M , par exemple $M = 1$, pour les quatre fréquences du pont, la position relative de l'image N de $\bar{T}$ sur l'arc φ_X est la même pour n'importe quelle valeur de y .

Sur la figure II - 10, nous avons gradué φ_X en valeur de $\frac{x}{R_A(1+Q_0^2)^{1/2}}$ pour $M = 1$

(voir l'échelle de graduation dans l'étude de l'inversion au paragraphe II - II - 2.2.1), en prenant directement comme échelle linéaire la droite Δ_X^* conjuguée de Δ_X .

$$\text{Rappelons que } x = R_A R_B C_A \omega \text{ et } \frac{x}{R_A(1+Q_0^2)^{1/2}} = R_B C_A \omega (1+Q_0^2)^{-1/2}$$

Pour $M = 1$, on a $R_B = R_A$ d'où $R_B \omega = R_A \omega = \text{Cte}$. D'autre part, Q_0 est aussi une constante. Par conséquent, pour une valeur quelconque de C_A , on retrouve le même point sur l'arc φ_X pour n'importe quelle fréquence. En particulier, la portion utile de l'arc φ_X comprise entre $C_A = 0$ ($x = 0$) et $C_A = (C_A)_{\text{Max}}$ est la même pour les quatre fréquences à $M = 1$.

$$(C_A)_{\text{Max}} = 500 + (10 \times 398) \text{ pF} = 4480 \text{ pF}$$

$$R_B \omega (1+Q_0^2)^{-1/2} (C_A)_{\text{Max}} \neq 12,56 \times 4,48 \times 10^{-2} \neq 0,563$$

La graduation du pont s'arrête cependant à 0,56.

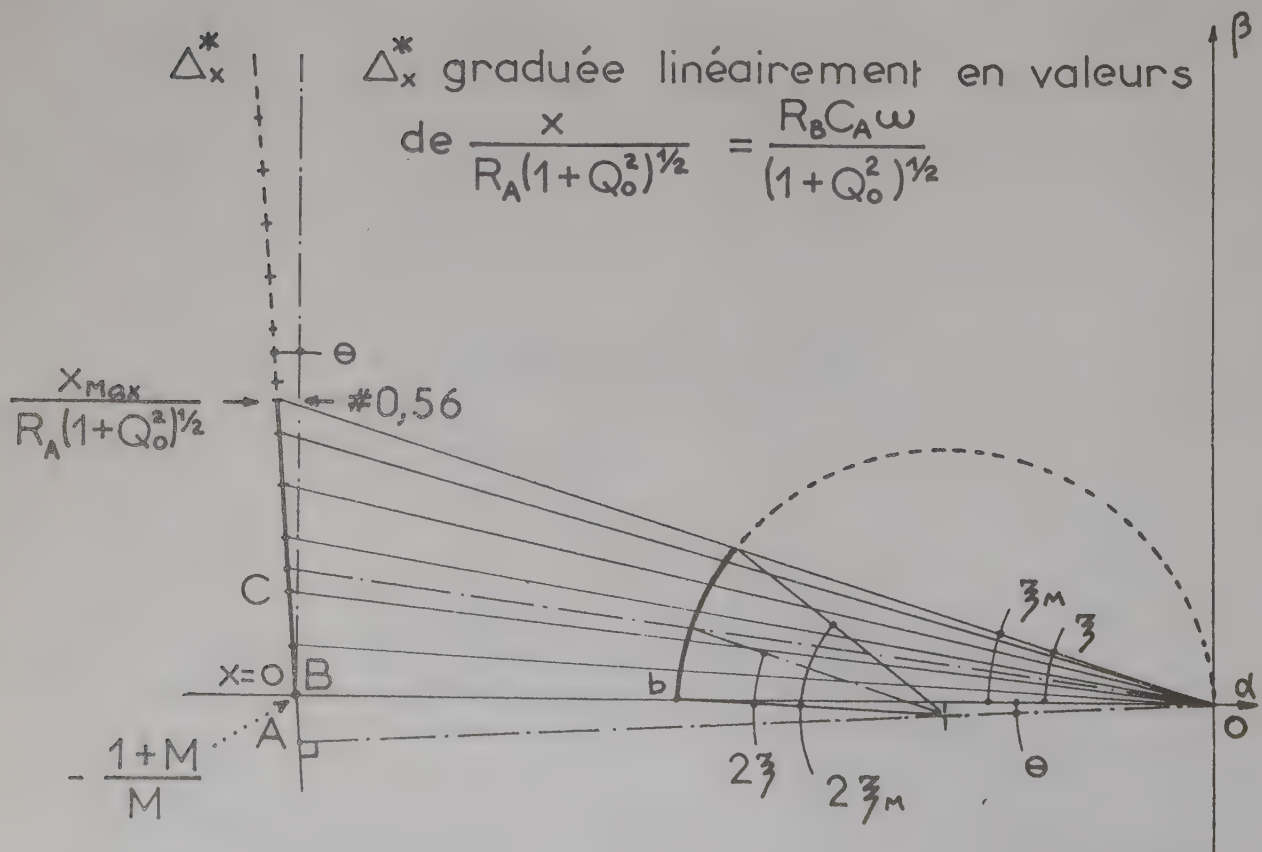


Figure II - 10

Cas $M = 1$

II - II - 2.5.4 - Remarque -

Nous passerons sous silence le réseau φ_Y car, s'il possède des caractéristiques analogues à celles du réseau φ_X , par le fait de sa dépendance des paramètres C_X et D_X , il ne présente aucune utilité particulière.

II - II - 2.6 - Valeurs des éléments fixes -

Pour une exploitation ultérieure du réseau φ_X , nous sommes amenés à déterminer avec précision tous ses éléments fixes, tels que Q_0 , donc l'angle θ , le rayon R_X ainsi que l'angle 2ε sous lequel on voit du centre de φ_X l'arc gradué entre $x = 0$ et une valeur quelconque de x , ainsi que la corde T_0 de cet arc (nous verrons plus tard l'explication du choix de la notation T_0 de cette corde).

II - II - 2.6.1 - Q_0 et l'angle θ -

$$Q_0 = R_B C_B \omega = R_A C_{OA} \omega = 20.10^3 \times 2\pi.10^3 \times 205.10^{-12}$$

d'après les valeurs des éléments du pont 716 C

$$\text{Soit } \log Q_0 = \bar{2},41096$$

$$Q_0 = 0,02576$$

$$\text{et } \theta = \text{Arctg } Q_0 \neq 1^\circ 28' (30'')$$

(II-9)

II - II - 2.6.2 - Rayon R_X -

$$R_X = \frac{R_A \sqrt{1+Q_0^2}}{2(R_A + R_B)} = \frac{M \sqrt{1+Q_0^2}}{2(1+M)}$$

$$\text{Or } (1+Q_0^2)^{1/2} \neq 1 + \frac{1}{2} Q_0^2 - \frac{1}{8} Q_0^4 \dots \neq 1,00033 \neq 1$$

On peut écrire sans grosses erreurs :

$$R_X = \frac{M}{2(1+M)}$$

Nous avons vu au chapitre I que si le rapport M est égal à 1 pour les 3 fréquences sur 4 du pont, il peut prendre quatre valeurs à 1 KHz, auxquelles correspondent donc les quatre valeurs de R_X groupées dans le tableau ci-dessous :

M	1	10	100	1000
R_X	1/4	10/22	100/202	1000/2002

(II-10)

M	1	10	100	1000
$\log \operatorname{tg} \xi_M$	$\bar{1},44404$	$\bar{2},70623$	$\bar{3},74382$	$\bar{4},74776$
$\operatorname{tg} \xi_M$	0,2780	0,05084	0,005544	0,0005594
ξ_M	15° 32'	2° 55'	$\neq 19' 3''$	$\neq 1' 55''$
$2 \xi_M$	31° 4'	5° 50'	$\neq 38' 6''$	$\neq 3' 50''$

(II - 12)

Nous constatons donc que l'angle 2ξ devient très faible aux deux rapports $M = 100$ et $M = 1000$.

II - II - 2.6.4. - Valeur de T_0 -

En résolvant le triangle bNN' (fig. II - 11) :

$$T_0^2 = 2 R_X^2 (1 - \cos 2 \xi) = 4 R_X^2 \sin^2 \xi$$

soit :

$$T_0 = 2 R_X \sin \xi$$

(II - 13)

Comme R_X dépend de M , nous allons également dresser un tableau donnant T_0 aux valeurs maximum de ξ_M en fonction de M .

M	1	10	100	1000
$\log \sin \xi_M$	$\bar{1},42781$	$\bar{2},70658$	$\bar{3},74248$	$\bar{4},76476$
$\sin \xi_M$	0,2678	0,05088	0,005527	0,0005818
T_0	0,1339	0,0262	0,0027	0,00029

(II - 14)

La grandeur de T_0 est également très faible dès qu'on dépasse $M = 10$.

Nous verrons plus tard que la petitesse des angles ξ_M et de T_0 aux rapports $M > 10$, est un sérieux handicap pour la précision des mesures de notre dispositif.

II - II - 2.7 - Valeurs des longueurs ΔD et ΔC_N des arcs φ_X et φ_Y correspondant à la précision du pont -

Le constructeur indique une précision de $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ pour la perte et $\pm 1\% \pm (0,6 \text{ pF} \times M)$, pour la capacité.

Nous allons calculer respectivement les longueurs ΔD et ΔC_N des arcs φ_X et φ_Y correspondant à ces grandeurs. Il est bien entendu que ces longueurs varient avec D et C_N , la graduation n'étant pas linéaire sur les arcs de cercles. Nous ferons alors simplement le calcul pour les cas les plus défavorables, c'est-à-dire, ΔD et ΔC_N minima.

II - II - 2.7.1 - Longueur ΔD sur l'arc φ_X -

D'après la formule (II-11) nous avons :

$$\operatorname{tg} \xi \neq \frac{D}{Q_0 D + (1 + M)}$$

Désignons par D_1 et D_2 deux valeurs de D telles que $D_2 = D_1 + \delta D = D_1 + 5 \cdot 10^{-4}$

L'arc $(\xi_2 - \xi_1)$ étant très faible, nous pouvons écrire :

$$\Delta D = 2 R_X (\xi_2 - \xi_1) \neq 2 R_X \operatorname{tg} (\xi_2 - \xi_1) =$$

$$2 R_X \frac{\frac{D_2}{Q_0 D_2 + 1 + M} - \frac{D_1}{Q_0 D_1 + 1 + M}}{1 + \frac{D_1 D_2}{(Q_0 D_2 + 1 + M)(Q_0 D_1 + 1 + M)}}$$

Les deux quantités D_2 et D_1 étant très voisines, nous ne ferons pas une grosse erreur en mettant ΔD sous la forme :

$$\begin{aligned} \Delta D &= 2 R_X \frac{\delta D (Q_0 D_2 + 1 + M)}{(Q_0 D_2 + 1 + M)^2 + D_2^2} \\ \Delta D &= \frac{M \sqrt{1 + Q_0^2}}{M + 1} \frac{\delta D (Q_0 D_2 + 1 + M)}{D_2^2 (1 + Q_0^2) + (1 + M)^2 + 2(M + 1) Q_0 D_2} \end{aligned} \quad (\text{II-15})$$

Dérivons par rapport à D_2 :

$$\frac{d(\Delta D)}{d D_2} = \frac{-(1 + Q_0^2) [Q_0 D_2^2 + 2(1 + M) D_2] - Q_0 (M + 1)}{D_2^2 (1 + Q_0^2) + (1 + M)^2 + 2(M + 1) Q_0 D_2}$$

La dérivée étant négative, ΔD décroît avec D_2 .

Le cas le plus défavorable correspondra donc à $D_2 = D_{\text{Max}} = 0,56$. Soit :

$ \Delta D \neq 1,15 \cdot 10^{-4}$	pour $M = 1$
$ \Delta D \neq 4,1 \cdot 10^{-5}$	pour $M = 10$

(II-16)

Donc, pratiquement : $BD \approx \cos \Omega = \frac{1}{\sqrt{1+D_X^2}}$

D'autre part, on a $O_X B = \frac{1}{2R_Y}$ et $DQ = \frac{C_N}{C_X}$, d'où :

$$\operatorname{tg} \eta = \frac{\frac{1}{\sqrt{1+D_X^2}} + \frac{C_N}{C_X}}{\frac{1}{2R_Y}} = 2R_Y \frac{C_X + C_N \sqrt{1+D_X^2}}{C_X \sqrt{1+D_X^2}}$$

$$\text{Soit } \Delta C_N = 4R_Y^2 \frac{\delta C_N C_X (1+D_X^2)}{C_X^2 (1+D_X^2) + (C_X + C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2})(C_X + C_{N_1} \sqrt{1+D_X^2}) 4R_Y^2}$$

C_{N_2} et C_{N_1} étant encore des valeurs très voisines, nous pourrions écrire :

$$\begin{aligned} \Delta C_N &= 4R_Y^2 \frac{\delta C_N \cdot C_X (1+D_X^2)}{C_X^2 (1+D_X^2) + 4R_Y^2 (C_X + C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2})^2} \\ &= \frac{C_X^2 (1+D_X^2)}{(k_N D_X^2 + k_N + C_X D_X)^2} \frac{\delta C_N \cdot C_X (1+D_X^2)}{C_X^2 (1+D_X^2) + \frac{C_X^2 (1+D_X^2)}{(k_N D_X^2 + k_N + C_X D_X)^2} (C_X + C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2})^2} \\ &= \frac{\delta C_N \cdot C_X (1+D_X^2)}{(k_N D_X^2 + k_N + C_X D_X)^2 + (C_X + C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2})^2} \\ &= \frac{\delta C_N \cdot C_X (1+D_X^2)}{k_N^2 (1+D_X^2)^2 + C_X^2 D_X^2 + 2k_N C_X D_X (1+D_X^2) + C_X^2 + C_{N_2}^2 (1+D_X^2) + 2C_X C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2}} \end{aligned}$$

A priori, nous pouvons négliger les termes en k_N :

$$\Delta C_N = \frac{\delta C_N \cdot C_X (1+D_X^2)}{(C_X^2 + C_{N_2}^2) (1+D_X^2) + 2C_X C_{N_2} \sqrt{1+D_X^2}}$$

(II-17)

Le cas défavorable correspond alors à $C_{X\text{Max}}$ et $C_{N\text{Max}}$.

Quant à la variation de ΔC_N en fonction de D_X , examinons l'expression

$$\Delta C_N = \frac{\delta C_N (1 + D_X^2)}{2 C_{NMax} (1 + D_X^2 + \sqrt{1 + D_X^2})} \quad (11-18)$$

Dérivons par rapport à D_X :

$$\frac{d(\Delta C_N)}{d D_X} = \frac{\delta C_N}{2 C_{NMax}} \frac{D_X \sqrt{1 + D_X^2}}{(1 + D_X^2 + \sqrt{1 + D_X^2})^2} > 0$$

La longueur ΔC_N croit donc avec D_X . En fin de compte, le cas le plus défavorable correspond à :

$$C_X \neq M C_{NMax} ; C_N = C_{NMax} \text{ et } D_X = 0$$

Soit :

$$\Delta C_N \neq \frac{\delta C_N}{C_{NMax}} \cdot \frac{M}{(1+M)^2} \quad (11-19)$$

APPLICATIONS NUMERIQUES :

$ \Delta C_N \neq 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ pour } M = 1$ $ \Delta C_N \neq 5,14 \cdot 10^{-4} \text{ pour } M = 10$	(11-20)
--	---------

II - III - Réseaux de courbes expérimentales -

Nos premiers essais de vérifications expérimentales ont été faits d'abord avec, comme sonde de détection de $\bar{U}$, une simple cathode suiveuse d'impédance d'entrée voisine de $6M\Omega$ shuntée par une dizaine de pF, puis, ensuite, avec un montage à très haute impédance d'entrée, $38 M\Omega$, shuntée par 5 pF. Les réseaux d'arcs de cercles obtenus étaient décevants : les arcs φ_X n'étaient pas superposables, leurs rayons restaient très inférieurs à la valeur théorique.

C'est seulement après avoir rendu compte de l'importante impédance parasite de sortie du pont ($6,4 M\Omega$ shuntés par 426 pF), et réalisé en conséquence une sonde spéciale comportant un réseau résonnant parallèle, dont la résistance de l'inductance est rendue négative grâce au circuit d'émetteur d'un transistor double base (voir chapitre III), que nous avons pu obtenir avec une grande précision les réseaux d'arcs de cercles vérifiant parfaitement notre théorie.

II - III - 1 - Appareils utilisés pour les mesures -

- Générateur : Muirhead type D880 A (N° de fabr. 395028) réglé sur 1000 hz ($\pm 0,2\%$)
- Phasemètre : Muirhead type D 729 BM (N° de fabr. 352 744) muni du filtre type D 925 B (N° de fabr. 352725)

Précision du phasemètre : $\pm 1^\circ$ et $\pm 0,05$ db .

II - III - 2 - Résultats des mesures -

Pour pouvoir tracer l'ensemble des deux réseaux φ_X et φ_Y , c'est-à-dire, avoir le centre O_1 dans le cadre de notre figure, nous avons choisi, pour effectuer ces mesures, un condensateur de caractéristiques :

$$C = 465 \text{ pF}$$

$$D = 0,42$$

Les deux réseaux de courbes sont complètement définis en mesurant $\bar{T}$ pour trois valeurs fixes de C_N que nous avons prises égales à 200, 465 et 1000 pF, et en faisant varier D entre ses deux valeurs extrêmes, 0 et 0,56.

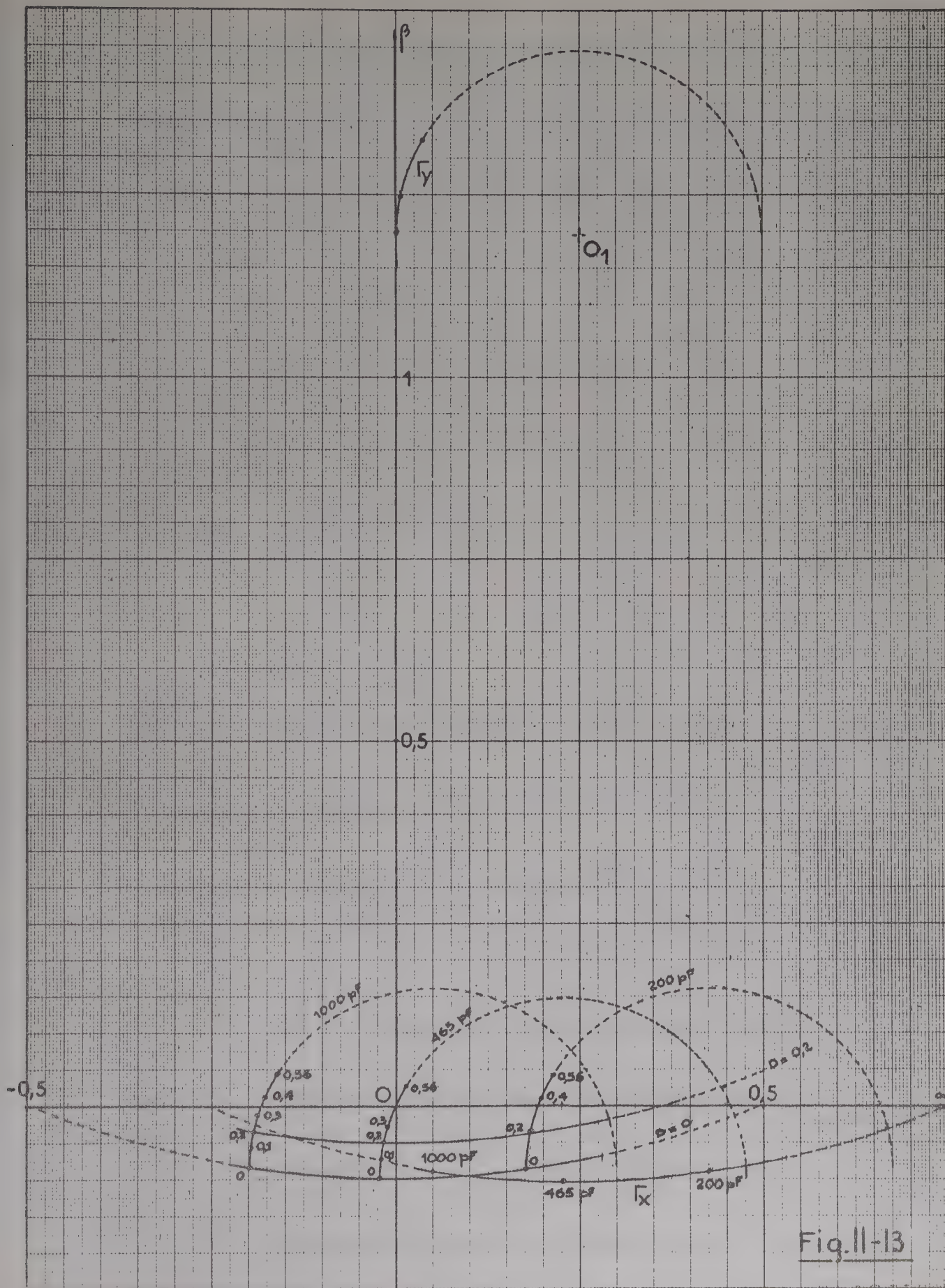


Fig. II-13

Les résultats mesurés avec $M = 1$ sont groupés dans le tableau suivant :

D \ C_N	200			465			1000		
	$ \frac{U}{E} \text{ db}$	$ \frac{U}{E} $	$\angle \frac{U}{E}$	$ \frac{U}{E} \text{ db}$	$ \frac{U}{E} $	$\angle \frac{U}{E}$	$ \frac{U}{E} \text{ db}$	$ \frac{U}{E} $	$\angle \frac{U}{E}$
0	- 14,3	0,1945	- 25°	- 20,2	0,0996	- 102°	- 13,4	0,214	- 157° 5
0,10				- 22,6	0,0740	- 105°	- 13,8	0,204	- 163° 5
0,20	- 14,7	0,184	- 11°	- 25,95	0,0504	- 107° 5	- 14,2	0,195	- 170°
0,30				- 31,3	0,0274	- 110°	- 14,55	0,187	- 176° 5
0,40	- 14,2	0,195	- 357°				- 15	0,1878	- 184°
0,56	- 13,4	0,214	- 349°	- 30,2	0,0316	- 298°	- 15,5	0,168	- 195°

II - III - 3 - Interprétation des résultats -

Avec les mesures précédentes, nous pouvons tracer les courbes φ_X à C_N constante ($C_N = 200 ; 465 ; 1000 \text{ pF}$) et les points obtenus donnent directement la graduation en valeurs de D de ces courbes φ_X . Les centres définissent alors l'arc lieu Γ_X .

Ensuite, les points $D = 0$, $D = 0,20$ etc définissent les arcs φ_Y à $D = 0$, $D = 0,20$, etc

Sur la figure II - 13, on trouve donc les 3 arcs φ_X pour $C_N = 200$, 465 et 1000 pF (l'arc $C_N = 465$ n'est autre que φ_{X_0} du condensateur mesuré), l'arc lieu Γ_X , et, par la suite, les arcs φ_X à $D = 0$ et $D = 0,2$, et l'arc lieu Γ_Y .

II - III - 4 - Comparaison avec la théorie -

Si on voit déjà que le rayon des arcs φ_X et Γ_Y , qui vaut 0,250, est correct, puisque pour $R_A = R_B$:

$$R_X = \frac{1}{2} \frac{R_A \sqrt{1 + Q_0^2}}{R_A + R_B} \neq 0,250$$

et que les arcs Γ_X et φ_Y ont même rayon, il reste à vérifier les points suivants :

- a) les coordonnées de O_1
- b) le rayon R_Y et la position des centres de φ_Y
- c) les angles θ et $2 \xi_M$

II - III - 4.1 - Coordonnées de O_1 -

D'après les formules (II-7), nous avons comme coordonnées du centre O_1 :

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X D_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right]$$

$$\beta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{C_X}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2} - \frac{R_A Q_0}{R_A + R_B} \right]$$

Par conséquent, la connaissance de C_X et D_X permettra de définir ce centre. Pour cela, faisons appel aux formules (I-12) et (I-13) :

$$C_X \neq \frac{C}{1 + D Q_0} = \frac{465}{1 + (0,42 \times 0,0257)} = 460 \text{ pF}$$

$$D_X \neq \frac{D}{1 + D Q_0} = \frac{0,42}{1 + (0,42 \times 0,0257)} = 0,416$$

D'autre part, nous savons que $k_N \neq 10^{-14}$, d'où :

$$\alpha_1 \neq \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2} \right] = 0,250$$

$$\beta_1 \neq \frac{1}{2} \left| \frac{1}{D_X} - \frac{0,0'57}{2} \right| = 1,1956$$

Les coordonnées de O_1 relevées sur la figure II - 13 vérifient bien ces valeurs théoriques.

II - III - 4.2 - Le rayon R_Y et la position des centres de φ_Y -

$$\text{D'après les formules (II-8) : } R_Y = \frac{1}{2} \frac{C_X \sqrt{(1 + D_X^2)}}{k_N + C_X D_X + k_N D_X^2}$$

$$\text{Soit dans notre cas : } R_Y \neq \frac{1}{2} \frac{\sqrt{1 + D_X^2}}{D_X} \neq 1,305$$

C'est encore une grandeur vérifiée par l'expérience .

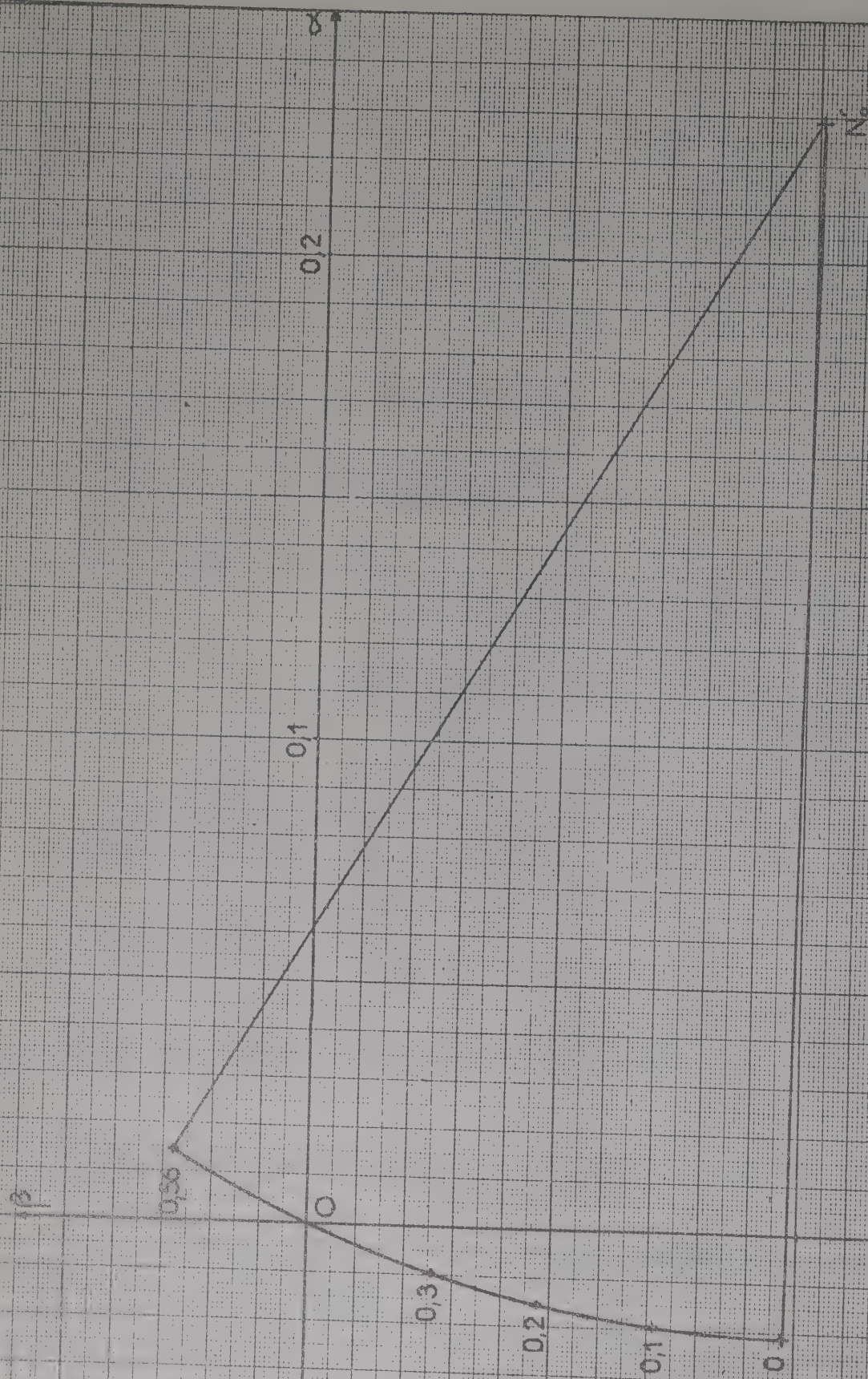


Fig. 11-14

II - III - 4.3 - Angles θ et $2 \varepsilon_M$ -

Nous avons retracé (figure II - 14) l'arc φ_{X_0} ($C_N = C = 465 \text{ pF}$) , mais avec une échelle cinq fois plus grande .

La mesure au rapporteur des angles θ et $2 \varepsilon_M$ donne des valeurs légèrement inférieures aux valeurs théoriques . Nous trouvons, en effet, pour θ un peu plus d'un degré au lieu de $1^{\circ}28'$ et pour $2 \varepsilon_M$ environ $30^{\circ} 8/10$ au lieu de $31^{\circ} 4'$.

Cependant, si nous remarquons que les mesures ont été faites à $\pm 0,05 \text{ db}$ et $\pm 1^{\circ}$, les résultats expérimentaux précédents peuvent être considérés comme satisfaisants .

II - IV - Solution d'équilibrage rapide -

II - IV - 1 - Equilibrage usuel -

Pour amener le pont à l'équilibre, on règle alternativement C_A et C_N (et, si nécessaire sur le rapport M lorsqu'on travaille à $F_0 = 1 \text{ KHz}$) par minima successifs de la tension de déséquilibre recueillie aux bornes « Détecteur » . La figure II - 15 nous montre le chemin décrit par l'image N de $\bar{T}$ durant un équilibrage en partant de $C_A = 0$ comme on le fait usuellement .

Partant du point M_0 par variation de C_N , l'image N de $\bar{T}$ décrit l'arc φ_{Y_1} jusqu'au minimum de $\bar{T}$ en I_1 (intersection de la droite joignant le centre M'_1 à O avec φ_{Y_1}) .

Ensuite, N suit l'arc φ_{X_1} par variation de C_A jusqu'au minimum de $\bar{T}$ en I_2 (intersection de la droite $N'_1 O$ avec φ_{X_1}) , puis, repart, par variation de C_N , sur l'arc φ_{Y_2} jusqu'en I_3 , et ainsi de suite, jusqu'à ce que N arrive à l'origine .

L'équilibre ainsi obtenu demande donc un grand nombre de manoeuvres, surtout lorsqu'on est initialement assez loin de l'équilibre . Dans ce cas d'ailleurs, la variation de la tension de déséquilibre est très lente au début, du fait de la graduation non linéaire, d'une part, des courbes φ_X et φ_Y , et, d'autre part, des cadrans C_A et C_N , .

La manipulation pratique confirme cette constatation .

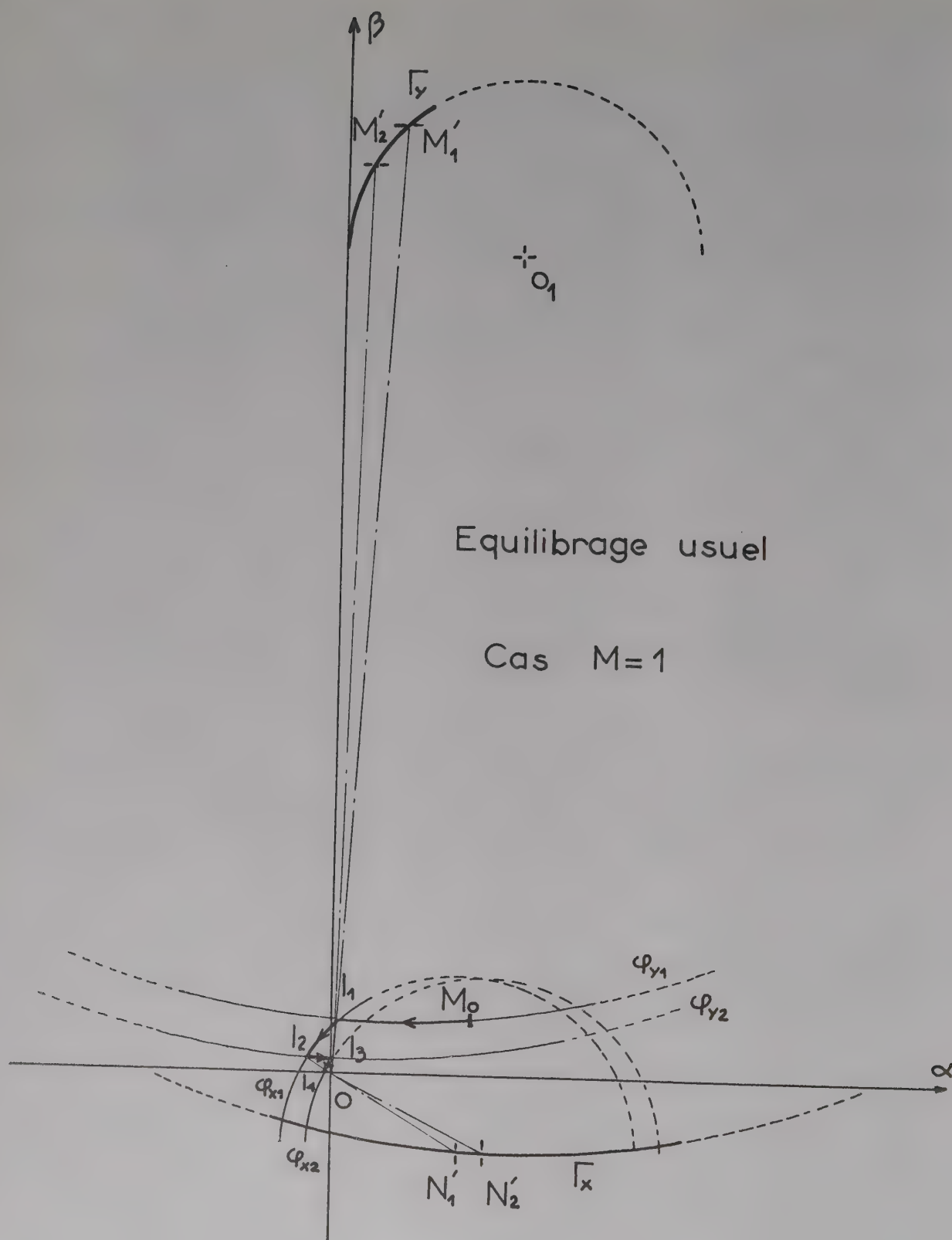


Figure II - 15

L'optimisation de l'équilibrage consiste à amener N par réglage de C_N jusqu'au point N_0 situé sur φ_{X_0} , au lieu d'arrêter classiquement à N_m lorsque le module de $\vec{T}$ est minimal. Dès lors, il suffira que le point N décrive l'arc $\widehat{N_0 O}$ pour amener le pont à l'équilibre ($\vec{T} = 0$)

Comme $|N_0 N'_0| = |O N'_0| = R_X$, il nous faut donc comparer pendant le réglage de C_N ($C_A = C_{Ad}$) les modules des vecteurs $\vec{N N'}$ et $\vec{O N'}$, opération qui se traduit par l'annulation de la fonction ε pouvant être considérée comme la fonction de commutation du dispositif.

$$\frac{\varepsilon}{|\vec{E}|} = |\vec{O N'}| - |\vec{N N'}| = |\vec{O N} + \vec{N N'}| - |\vec{N N'}|$$

Dans ce cas particulier où $C_A = C_{Ad}$, nous pouvons poser

$$\vec{N N'} = \vec{R}_{Xd} \text{ avec } |\vec{R}_{Xd}| = R_X \text{ et } (\vec{O \alpha}, \vec{R}_{Xd}) = -\theta_d$$

θ_d étant défini par la position de C_{Ad}

La fonction de commutation ε s'écrit donc :

$$\varepsilon = |\vec{E}| \left\{ |\vec{T} + \vec{R}_{Xd}| - |\vec{R}_X| \right\} \quad (II-21)$$

II - IV - 2.2 - Conséquences du choix de la fonction de commutation -

Nous constatons alors que ε , formule (II-21), pourra encore servir comme critère du réglage de C_A . En effet, lorsque N décrit l'arc φ_{X_0} , ε ne s'annule que deux fois, une fois quand N est en N_0 et une autre fois quand N est en O , c'est-à-dire, à l'équilibre du pont ($\vec{T} = 0$ d'où $\varepsilon = |\vec{R}_X| - |\vec{R}_X| = 0$). Nous verrons d'ailleurs un peu plus loin la variation de ε pour un cycle de réglages.

II - IV - 2.3 - Schéma bloc du détecteur de ε -

Le signal $\vec{E}$ qui est injecté au pont, est envoyé également à l'organe B qui élabore le vecteur $\vec{E} \cdot \vec{R}_{Xd}$. L'organe additionneur A réalise la somme vectorielle $\vec{U} + \vec{E} \vec{R}_{Xd}$.

Les modules de $\vec{E} \cdot \vec{R}_{Xd}$ et $(\vec{U} + \vec{E} \vec{R}_{Xd})$, sont alors envoyés à l'organe comparateur D à la sortie duquel on recueille l'écart ε (figure II-17).

Il suffira alors d'amplifier cette tension ε pour attaquer, soit un galvanomètre, à zéro central pour l'équilibrage manuel, soit directement un asservissement à séquences.

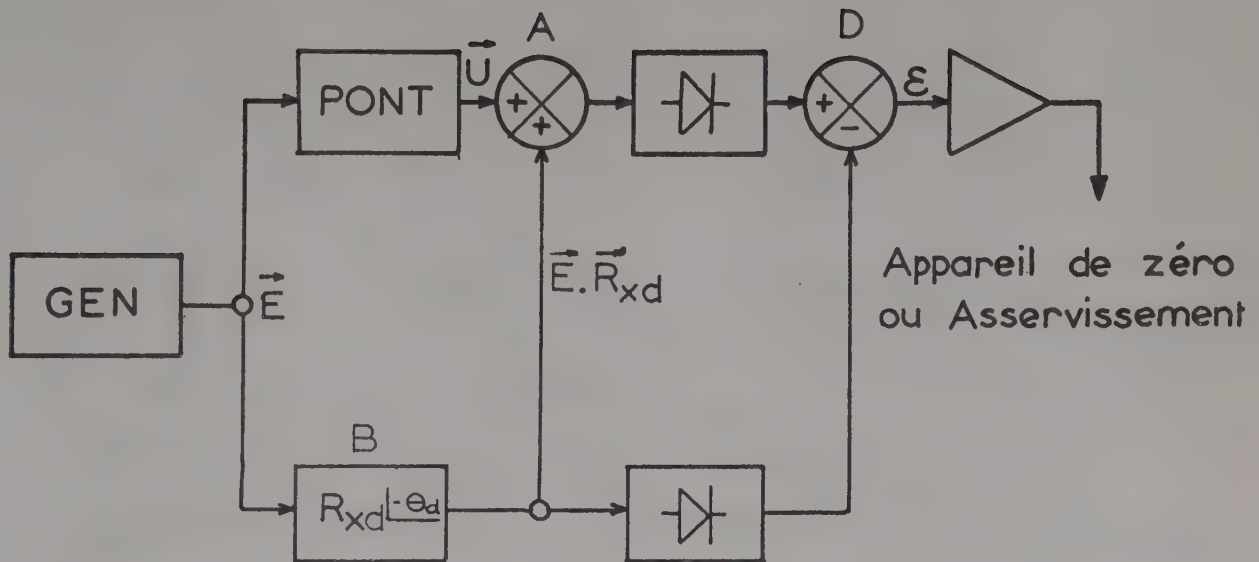


Figure II - 17

II - IV - 2.4 - Variations de ϵ durant un cycle d'équilibrage -

II - IV - 2.4.1 - Variation de C_N , C_A restant à C_{Ad} -

Dans le plan $\alpha O \beta$, représentons le module de $\vec{R}_{Xd}$ par le cercle γ de rayon R_X et de centre O . L'extrémité N' du vecteur $\vec{T} + \vec{R}_{Xd}$ décrit l'arc Γ_X , quelle que soit la valeur de C_{Ad} choisie.

La position de l'arc Γ_X est donnée par le paragraphe II - II - 2.4.3, en remarquant que le point $Y = \infty$, dont les coordonnées sont :

$$\alpha_{O_X} = \frac{R_A}{2(R_A + R_B)} = \frac{R_X}{(1 + Q_0^2)^{1/2}}$$

$$\text{et } \beta_{O_X} = \frac{R_A Q_0}{2(R_A + R_B)} = \frac{R_X Q_0}{(1 + Q_0^2)^{1/2}}$$

se trouve sur le cercle γ précédent.

Si C_X est mesurable par le pont, le cercle γ coupe nécessairement Γ_X en un autre point N'_0 dans sa portion utile (figure II - 18).

Par ailleurs, le centre O_1 de Γ_X est situé à l'extérieur de γ comme nous l'avons remarqué au paragraphe II - II - 2.4.2 ($R_Y > R_X$).

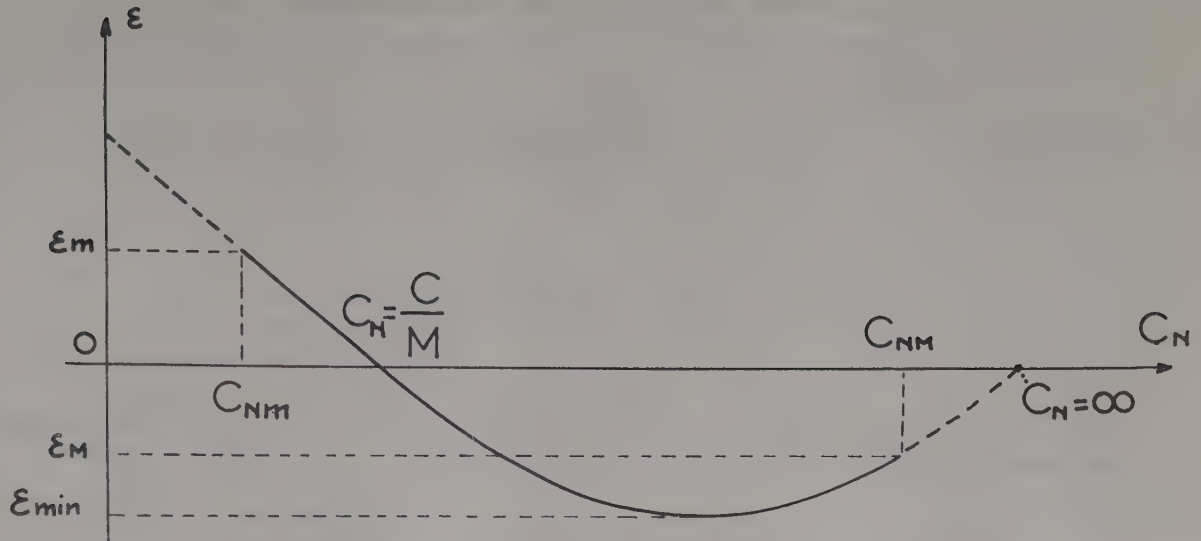


Figure II - 19

REMARQUE 1 - Il est possible de vérifier par le calcul que le point N'_0 correspond bien à la valeur

$C_N = \frac{C}{M}$ de l'équilibre. Pour cela, il suffira de montrer que ce point N'_0 se trouve à la graduation

$C_N = \frac{C}{M}$ de l'arc Γ_X .

Supposons que N'_0 est bien le point d'équilibre du circuit C_N , c'est-à-dire, $C_N = \frac{C}{M}$ et calculons la longueur de la corde AN'_0 reliant le point $C_N = \infty$ à N'_0 . D'après l'étude géométrique de Γ_X au paragraphe II-II-2.2.3, la corde joignant le point $y = \infty$ (O_X sur la fig. II-5) à un point quelconque de graduation C_N du cercle Γ_X , a pour longueur le module de l'expression complexe :

$$(1 - \bar{A}_Y) = \frac{1}{1 + \frac{k_N D_X + C_N}{C_X} + j \frac{D_X C_N - k_N}{C_X}}$$

$$\text{ou } |1 - \bar{A}_Y|^2 = \frac{1}{\left[1 + \frac{k_N D_X + C_N}{C_X}\right]^2 + \left[\frac{D_X C_N - k_N}{C_X}\right]^2}$$

Lorsque $C_N = \frac{C}{M}$, on a, d'après le paragraphe I-II-2.2.3 :

$$\begin{aligned} \frac{D_X}{C_X} &= \frac{1}{M \cdot C_N} \frac{D_N + Q_0^2 D_N + D + Q_0 D D_N}{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)} \\ C_X &= M \cdot C_N \frac{(1 + Q_0^2)(1 + D_N^2)}{1 + Q_0^2 + D Q_0 - D D_N} \end{aligned}$$

D'où le carré de la corde AN'_0 , en remplaçant également k_N par $D_N C_N$:

$$|\overline{AN'_0}|^2 = \frac{1}{\left[1 - \frac{1 + Q_0^2 + Q_0 D}{M(1 + Q_0^2)}\right]^2 + \left[\frac{D}{M(1 + Q_0^2)}\right]^2}$$

$$\text{Soit } |\overline{AN'_0}|^2 = \frac{M^2(1 + Q_0^2)}{(1 + M)^2(1 + Q_0^2) + D^2 + 2Q_0 D(1 + M)} \quad (1)$$

Reportons nous maintenant à la figure II - 18 où N'_0 et A sont les points d'intersection des cercles Γ_X et γ :

$$|\overline{AN'_0}| = 2 R_X \sin \frac{\pi - \theta - (2\xi + \theta)}{2} = \frac{M \sqrt{1 + Q_0^2}}{1 + M} \cos(\xi + \theta)$$

D'après le paragraphe II - 11 - 2.6.3, on a :

$$\operatorname{tg}(\xi + \theta) = Q_0 + \frac{xM}{R_A(1 + M)} = Q_0 + \frac{D}{1 + M}$$

$$\text{D'où } |\overline{AN'_0}|^2 = \frac{M^2(1 + Q_0^2)}{(M + 1)^2} \frac{1}{1 + \left(Q_0 + \frac{D}{1 + M}\right)^2} = \frac{M^2(1 + Q_0^2)}{(1 + Q_0^2)(1 + M)^2 + D^2 + 2Q_0 D(1 + M)}$$

Nous retrouvons bien l'expression (1), et le point d'intersection N'_0 des cercles Γ_X et γ représente effectivement la graduation $C_N = \frac{C}{M}$ de l'équilibre.

Il est à remarquer que le deuxième point d'intersection A correspond également à un point d'équilibre du pont, mais ce cas n'est pas intéressant, puisqu'il est réalisé pour $D = C_N = \infty$ (L'expression de $\bar{T}$ vérifie bien ce point car pour $D = C_N = \infty$, on a $\bar{T} = 1 - 1 = 0$).

REMARQUE II - Il découle de ce qui précède que pour un même condensateur (D_X et C_X fixes), si pour $M = 1$, le cercle γ coupe Γ_X à $C_N = C$, pour $M = 10$ il le coupe à $\frac{C_N}{10}$, et pour $M = 100$ à $\frac{C_N}{100}$, etc Ce fait est visible géométriquement puisque le passage à un rapport M supérieur se traduit par :

- une augmentation du rayon R_X ; R_Y restant constant,
- un rapprochement de l'axe $O\beta$ du centre O_1 .

Les cercles γ et Γ_X tendent donc à se couper symétriquement par rapport à l'axe $O\beta$ et, puisque, d'une part, l'un des points d'intersection est toujours $C_N = \infty$, et, d'autre part, la graduation de Γ_X en valeurs de C_N reste inchangée (C_X reste le même), N'_0 tend donc vers les faibles valeurs de C_N .

La figure II - 20 (a) montre les cas $M = 1$ et $M = 10$ pour un même condensateur C_X , D_X . On en déduit facilement la variation de ε pour différents rapports M , figure II - 20 (b) .

Nous avons tracé la portion utile de l'arc Γ_X en trait fort pour illustrer la nécessité du choix de M pour arriver à l'équilibre .

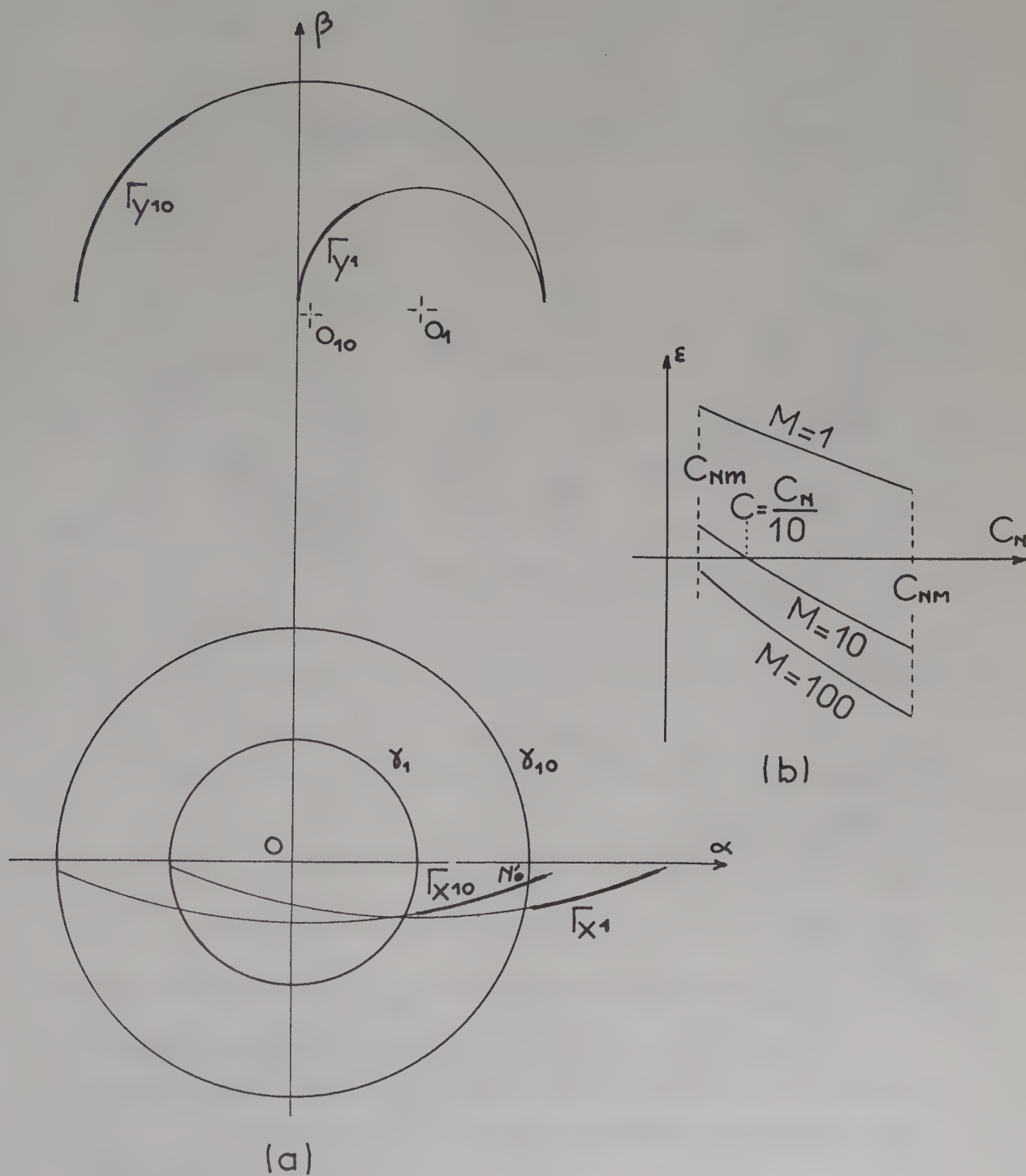


Figure II - 20

II - IV - 2.4.2 - Variation de C_A , C_N reste égale à $\frac{C}{M}$ -

Le point N, image de $\bar{T}$, va décrire l'arc φ_{X_0} . L'extrémité M'_1 du vecteur $\vec{T} + \vec{R}_{Xd}$ décrit l'arc φ'_{X_0} déduit de φ_{X_0} par une translation de valeur $\vec{R}_{Xd}$. Nous avons alors (figure II - 21) :

$$\varepsilon = |E| \left\{ |\vec{T} + \vec{R}_{Xd}| - |\vec{R}_X| \right\} = |E| [OM'_1 - OM_1]$$

En examinant les deux cas possibles $D > D_{Ad}$ et $D < D_{Ad}$ (D étant la valeur indiquée à l'équilibre, D_{Ad} correspondant à C_{Ad}), on peut voir le signe de ε suivant la position de M'_1 .

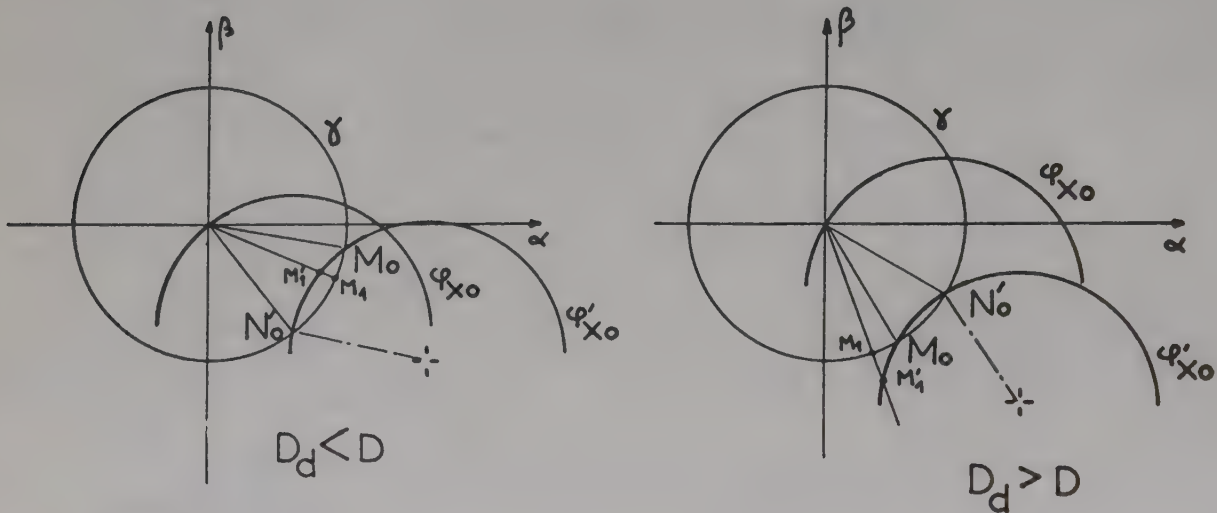


Figure II - 21

- M'_1 est au point N'_0 où $D_A = D_{Ad}$, point de départ, $\varepsilon = 0$
- M'_1 est dans $N'_0 M_0$, c'est-à-dire, $D > D_A$ quand $D > D_{Ad}$ ou $D < D_A$ quand $D < D_{Ad}$, ε est négative,
- M'_1 est extérieur à $N'_0 M_1$, c'est-à-dire, soit D_A supérieur (portion $C_A \rightarrow \infty$) ou inférieur (portion $C_A \rightarrow 0$) à la fois à D et D_{Ad} , ε est positive,
- enfin, M'_1 en M_0 : $\varepsilon = 0$ ou $D_A = D$, l'équilibre définitif du pont est atteint.

La figure II - 22 donne la variation de ε dans les deux cas que nous venons d'étudier.

Cette complexité de signes de ε trouve cependant une simplification en adoptant pour D_{Ad} les valeurs particulières de D_A qui sont ses valeurs limites $D_A = 0$ et $D_A = D_{Amax}$.

ε acquiert alors un signe bien déterminé suivant que $D_A < D$ ou $D_A > D$.

Nous allons examiner ces deux cas et nous verrons par la suite les critères guidant notre choix pour un de ces deux points de départ.

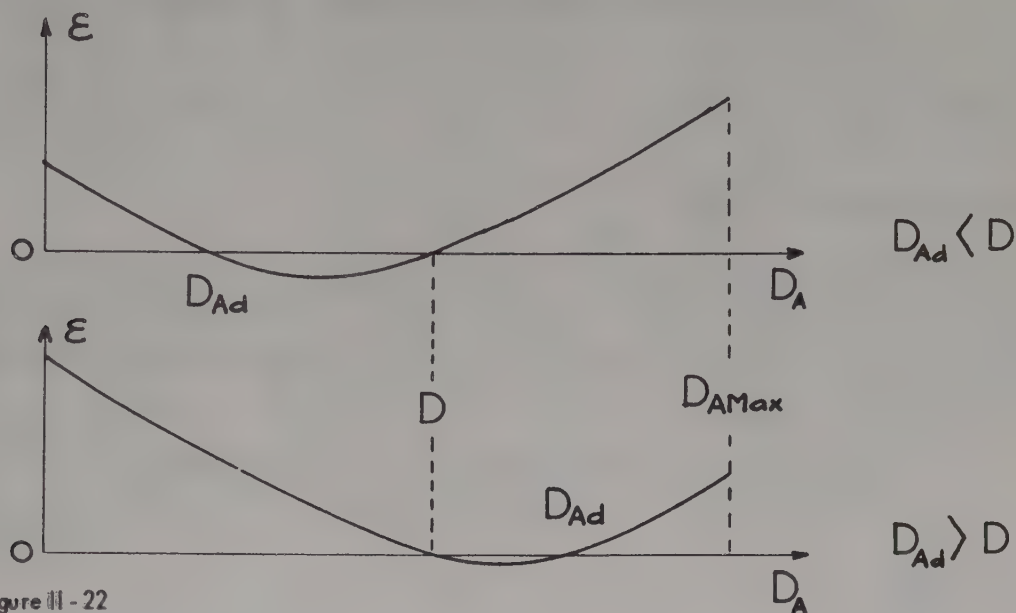


Figure II - 22

$$\text{II - IV - 2.4.2.1 - } D_{Ad} = 0 -$$

La translation à effectuer sur l'image N de $\bar{T}$ est alors $\vec{R}_X$ tel que :

$$|\vec{R}_X| = R_X \text{ et } (\vec{O}\alpha, \vec{R}_X) = -\theta = -\text{Arctg } Q_0$$

La figure II - 23 montre la variation ε en fonction de D_A

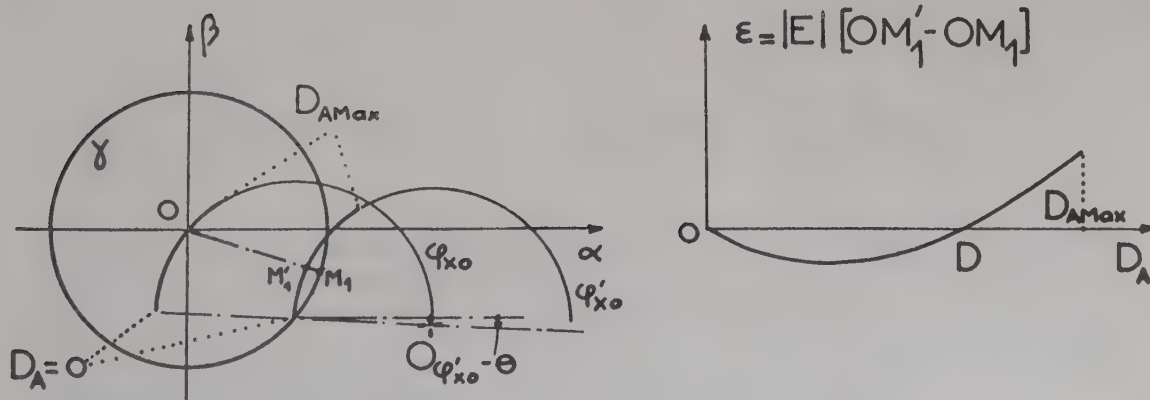


Figure II - 23

II - IV - 2.4.2.2 - $D_{Ad} = D_{AMax}$

Cette fois, nous devons translater N de la valeur $\vec{R}_{XM}$ tel que :

$$|\vec{R}_{XM}| = R_X \text{ et } (\vec{O}\alpha, \vec{R}_{XM}) \leq -\Theta \text{ avec } \Theta = \theta + 2\varepsilon_M = \theta + 2 \operatorname{Arctg} \frac{D_{AMax}}{Q_0 D_{AMax} + (1+Q_0^2)(1+M)}$$

d'après le paragraphe II-II-2.6.3 .

Nous remarquons alors que si Θ est un angle fixe connu, sa grandeur dépend du rapport M , ce qui entraîne la nécessité de réaliser un déphasage $-\Theta$ différent pour chaque valeur de M . Cependant, comme nous le verrons dans l'étude de la sensibilité, le choix de ce point de départ est meilleur que celui de $D_A = 0$ pour les faibles valeurs de D .

La figure II-24 nous donne la variation de ε en fonction de D_A .

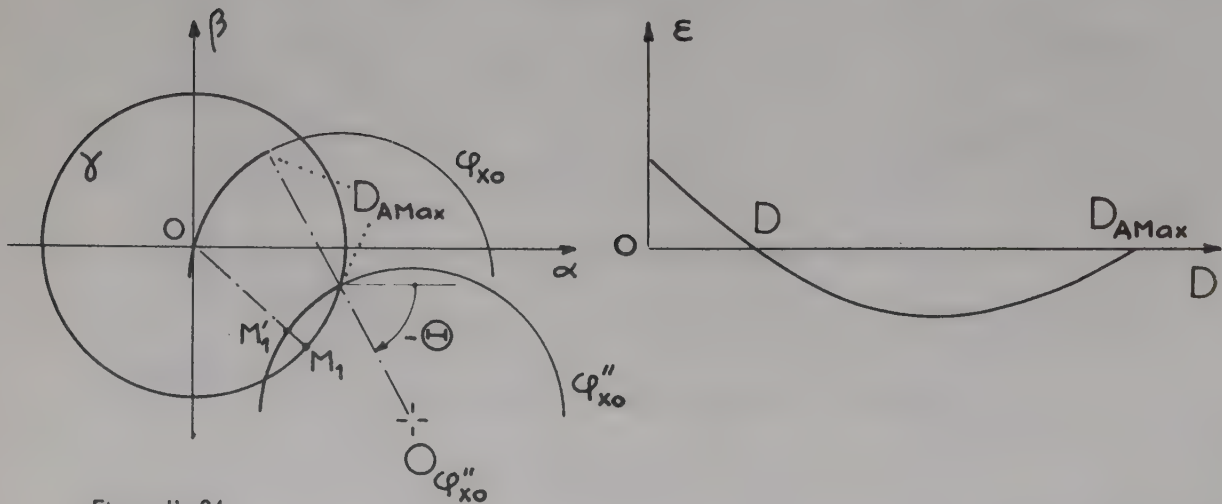


Figure II-24

II - IV - 2.4.3 - Variation de ε durant un cycle complet de réglage -

Le signe de ε , suivant les valeurs relatives de C_N et $\frac{C}{M}$, (valeur à l'équilibre) pendant le réglage de C_N avec $D_A = D_{Ad}$ et suivant les valeurs relatives de D_A et D (valeurs à l'équilibre final du pont) durant le réglage de D_A ($C_N = \frac{C}{M}$), est un critère primordial pour le détecteur.

Aussi, avons-nous groupé dans deux tableaux (fig. II-26) la polarité de ε pour ces deux phases de l'équilibrage.

	1 ^{er} REGLAGE $D_A = D_{Ad}$		
VALEUR DE C_N	$C_N < \frac{C}{M}$	$C_N = \frac{C}{M}$	$C_N > \frac{C}{M}$
SIGNE DE ε	+	0	-

	2 ^{ème} REGLAGE $C_N = \frac{C}{M}$		
VALEUR DE D_A	$D_A < D$	$D_A = D$	$D_A > D$
SIGNE DE ε $\left\{ \begin{array}{l} D_{Ad} = 0 \\ D_{Ad} = D_{A\text{Max}} \end{array} \right.$	-	0	+
	+	0	-

Figure II - 25

Pour fixer les idées, nous allons tracer une courbe de variation de ε durant un cycle complet de réglage (figure II - 26)

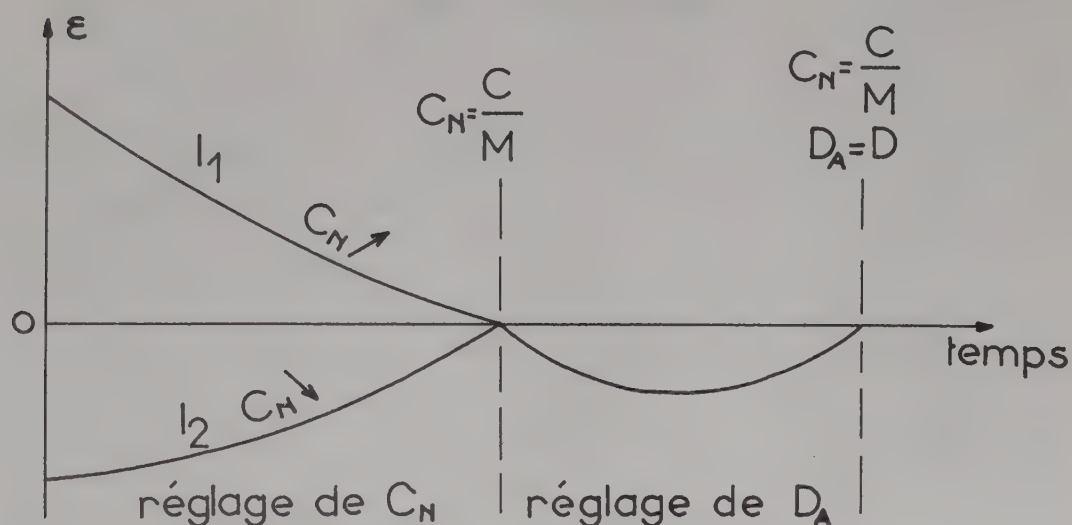


Figure II - 26

Pendant le 1^{er} réglage (variation de C_N avec $C_A = C_{Ad}$), ε suit la courbe I_1 ou la courbe I_2 suivant que $C_N < \frac{C}{M}$ ou $C_N > \frac{C}{M}$ au départ.

Pendant le 2^{ème} réglage (variation de C_A , C_N restant à $\frac{C}{M}$), ε décrit la courbe II par croissance ou décroissance de C_A suivant le choix initial $D_{Ad} = 0$ ou $D_{Ad} = D_{A\text{Max}}$.

La courbe II - 26 correspond au cas où $\frac{C}{M}$ et D se trouvent dans les gammes affichées. En réalité, si on doit changer de gammes pendant l'équilibrage, l'allure de la courbe est différente puisque ε varie par sauts avec la gamme. Supposons que $\frac{C}{M}$ est dans le bon rapport M , par contre, pour arriver à D , il faut faire intervenir la gamme : une fois le circuit C_N réglé, on tourne le cadran « Dissipation » jusqu'à l'autre bout de l'échelle, ε restant alors négative; on manoeuvre le bouton de gamme « Dissipation » jusqu'au moment où cet écart passe brusquement à une valeur positive. On revient alors en arrière jusqu'à l'équilibre avec le cadran « Dissipation ». La variation de ε pendant le réglage de C_A est alors donnée par la figure II - 27 pour les deux cas $D_{Ad} = 0$ et $D_{Ad} = D_{AMax}$.

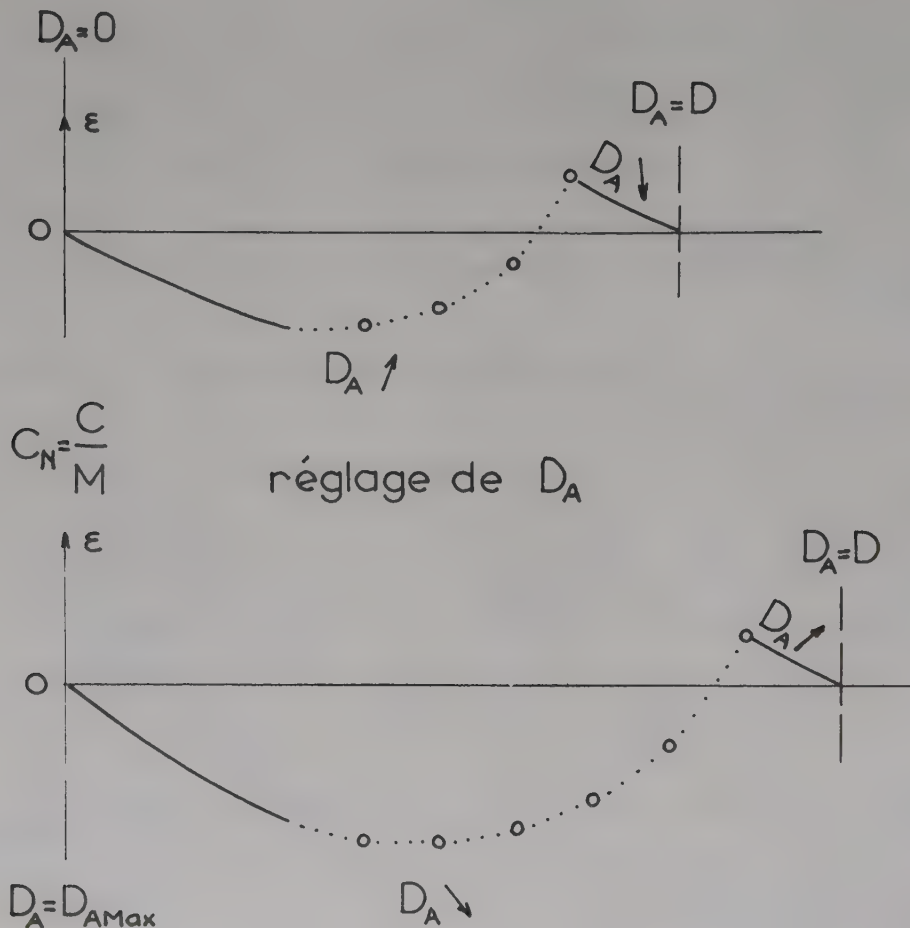


Figure II - 27

II - IV - 2.5 - Etude de la sensibilité -

En se donnant δ comme la plus petite valeur de $\left| \frac{\varepsilon}{E} \right|$ que l'on puisse détecter, il est possible de chercher une solution d'optimisation de la précision en traitant le problème géométriquement. En effet, lorsqu'on se rappelle que les zéros de ε se trouvent dans les deux réglages aux points d'intersection de deux cercles, on voit immédiatement que la précision est d'autant meilleure que l'angle sous lequel se coupent ces deux cercles, se rapproche de la valeur optimale $\frac{\pi}{2}$ (cercles orthogonaux). Nous allons justifier cette constatation pour en tirer des conséquences pratiques.

L'étude se scindera en deux parties . La première ne tiendra pas compte des erreurs initiales introduites par les différents réglages du détecteur spécial. La seconde, par contre, sera consacrée à l'examen de l'influence de ces erreurs accidentelles .

II - IV - 2.5.1 - Erreurs théoriques -

II - IV - 2.5.1.1 - Précision du réglage de C_N -

La tension d' écart ε s'annule à l'intersection N'_O des cercles γ et Γ_X (l'autre point d'intersection correspond à la condition $C_N = \infty$) .

Traçons en N'_O les tangentes aux deux cercles . Soit ΔC_{Nt} l'erreur de C_N introduite par δ (fig. II - 28) . Ces deux quantités δ et ΔC_{Nt} étant très petites, nous pouvons écrire :

$$\Delta C_{Nt} \approx -\frac{\delta}{\sin \lambda} \quad (II - 22)$$

La précision est donc d'autant meilleure que $\sin \lambda$ est plus grand .

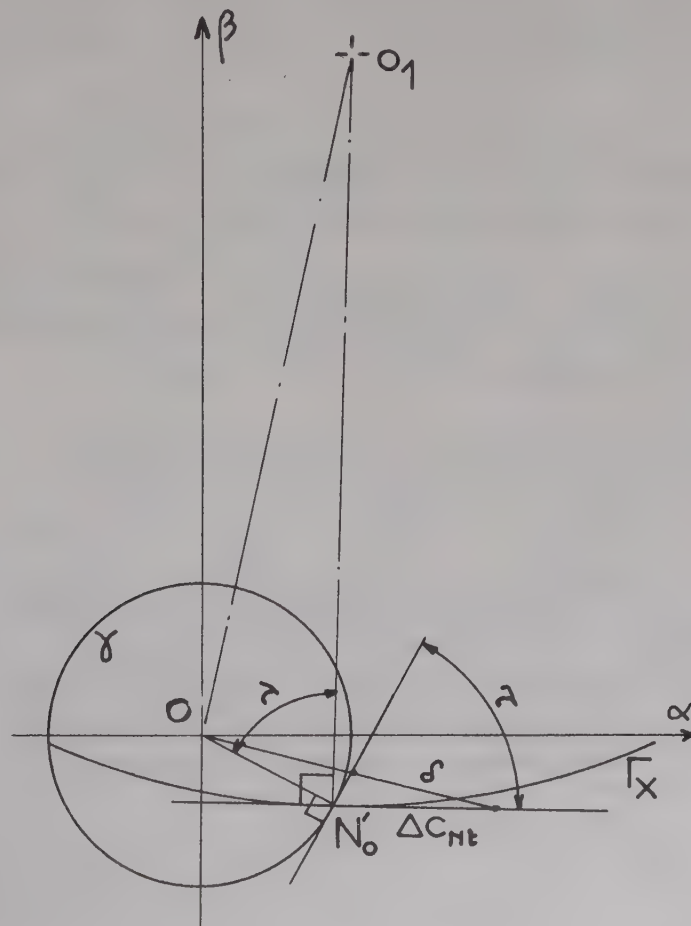


Figure II - 28

Utilisons la formule de résolution d'un triangle : $\cos \lambda = \frac{R_X^2 + R_Y^2 - \overline{OO_1}^2}{2 R_X R_Y}$

En nous reportant aux formules (II-2), (II-3) et (II-4) :

$$\begin{aligned} \overline{OO_1}^2 &= \alpha_{O_1}^2 + \beta_{O_1}^2 = \frac{1}{4} \left\{ \left[\frac{C_X D_X}{k_N(1+D_X^2) + C_X D_X} - \frac{R_A}{R_A + R_B} \right]^2 + \left[\frac{C_X}{k_N(1+D_X^2) + C_X D_X} - \frac{R_A Q_0}{R_A + R_B} \right]^2 \right\} \\ &= \frac{C_X^2(1+D_X^2)}{4 [k_N(1+D_X^2) + C_X D_X]^2} + \frac{R_A^2(1+Q_0^2)}{4 (R_A + R_B)^2} - \frac{R_A C_X (D_X + Q_0)}{2 [k_N(1+D_X^2) + C_X D_X] (R_A + R_B)} \end{aligned}$$

On peut encore mettre $\overline{OO_1}^2$ sous la forme :

$$\overline{OO_1}^2 = \frac{C_X^2(1+D_X^2)}{4 [k_N(1+D_X^2) + C_X D_X]^2} + \frac{R_A^2(1+Q_0^2)}{4 (R_A + R_B)^2} - \frac{C_X(1+D_X^2)^{1/2}}{2 [k_N(1+D_X^2) + C_X D_X]} \frac{R_A(1+Q_0^2)^{1/2}}{2 (R_A + R_B)} \frac{2(D_X + Q_0)}{(1+D_X^2)^{1/2}(1+Q_0^2)^{1/2}}$$

$$\text{soit } \overline{OO_1}^2 = R_Y^2 + R_X^2 - 2 R_X R_Y \frac{D_X + Q_0}{(1+D_X^2)^{1/2}(1+Q_0^2)^{1/2}}$$

En reportant cette valeur dans l'expression de $\cos \lambda$ nous obtenons :

$$\boxed{\cos \lambda = \frac{D_X + Q_0}{(1+D_X^2)^{1/2}(1+Q_0^2)^{1/2}}} \quad (\text{II-23})$$

La meilleure sensibilité correspond à la plus forte valeur de $\sin \lambda$ ou la plus faible valeur de $\cos \lambda$. Elle ne peut pas atteindre son maximum théorique puisque la condition $D_X = -Q_0$ ne correspond pas à la réalité physique. Dérivons $\cos \lambda$ par rapport à D_X

$$\frac{d(\cos \lambda)}{d D_X} = \frac{1}{(1+Q_0^2)^{1/2}} \frac{1 - Q_0 D_X}{1 + D_X^2}$$

Cette dérivée est positive tant que $D_X < \frac{1}{Q_0}$. Or, nous avons vu au chapitre I que $Q_0 \neq 0,026$ ou $\frac{1}{Q_0} \neq 40$; d'autre part, la limite de D_X mesurable par le pont est de 0,56, le cosinus de l'angle λ croit donc avec D_X , et, par conséquent, l'erreur varie en sens inverse de l'effet de resserrement de la graduation (paragraphe II - II - 2.7.2). Pour avoir l'expression de ΔC_{N+} en valeur de C_N , il faudra combiner avec la formule de la graduation (II - 18) :

$$\Delta C_{N+} = \frac{\delta}{2 C_{N\text{Max}}} \sim \frac{1 + D_X^2}{1 + D_X^2 + \sqrt{1 + D_X^2}} \frac{\sqrt{1 + D_X^2}}{\sqrt{1 - Q_0(Q_0 + 2 D_X)}}$$

$$\text{et } \frac{d(\Delta C_{Nt})}{d D_X} = \frac{2 D_X (1 + \sqrt{1 + D_X^2}) [1 - Q_0(Q_0 + 2D_X)] + (1 + D_X^2) [Q_0(1 + \sqrt{1 + D_X^2}) - \frac{D_X [1 - Q_0(Q_0 + 2D_X)]}{\sqrt{1 + D_X^2}}]}{(1 + \sqrt{1 + D_X^2})^2 [1 - Q_0(Q_0 + 2D_X)]^{3/2}}$$

Le terme négatif est forcément plus faible que le terme positif .

$$\text{En effet : } \frac{D_X}{\sqrt{1 + D_X^2}} < D_X$$

$$D_X^3 < D_X$$

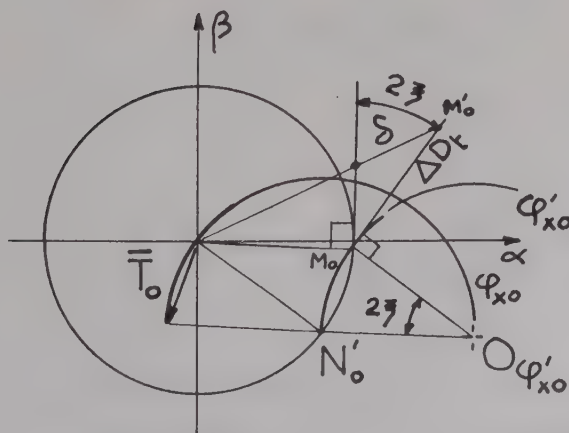
Ainsi la dérivée étant positive, la précision croît donc avec D_X et le cas le plus mauvais correspond à $D_X = 0$.

Bien entendu, ceci n'est qu'une constatation car D_X étant une valeur à mesurer , ne pourra servir de critère d'optimisation de la précision .

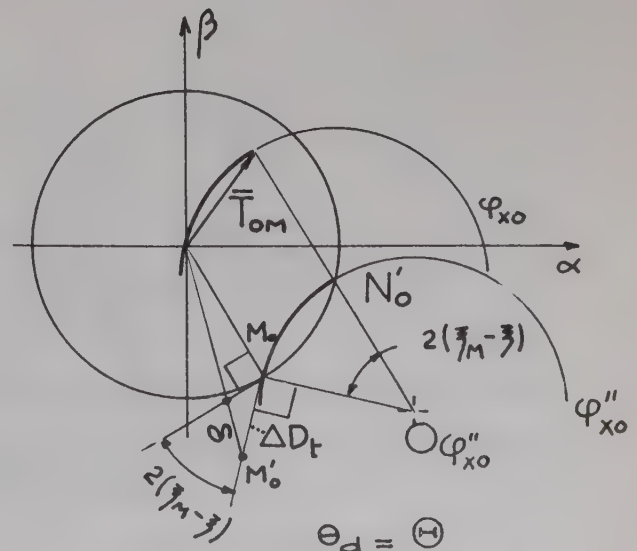
II - IV - 2.5.1.2 - Précision du réglage de C_A avec $C_N = \frac{C}{M}$ -

II - IV - 2.5.1.2.1 - Erreur due uniquement à l'équilibrage de C_A -

Nous supposons tout d'abord que ΔC_{Nt} est nulle, c'est-à-dire, que l'on part du point N'_0 . Nous verrons par la suite comment on peut tenir compte de l'erreur initiale apportée par ΔC_{Nt} . L'étude géométrique se réduit aux intersections de deux cercles de même rayon R_X qui sont γ et φ'_{X_0} pour $\theta_d = \theta$ et γ et φ''_{X_0} pour $\theta_d = \theta$.



$$\theta_d = \theta$$



$$\theta_d = \theta + H$$

Dans les deux cas, lorsque le réglage de C_{Nt} est effectué, au lieu de partir du point N'_0 pour aboutir à M_0 qui est le point d'équilibre final, l'erreur initiale ΔC_{Nt} nous fait partir du point N'_{oy} du lieu Γ_X assimilé à sa tangente en N_0 . Le point N'_{oy} va donc décrire le cercle φ'_{xoy} pour $D_A = 0$ et φ''_{xoy} pour $D_A = D_{A\max}$ au lieu des cercles φ'_{xo} et φ''_{xo} .

Les cercles γ et φ'_{xoy} d'une part, et γ et φ''_{xoy} d'autre part, se coupent alors en un point différent de M_0 . Soit M_{oy} ce point final qu'on peut assimiler à l'intersection des tangentes en M_0 et M'_0 , homologue de M_0 ($|M_0 M'_0| = \Delta C_{Nt}$), aux cercles γ et φ'_{xoy} ou φ''_{xoy} .

L'erreur ΔD_{yt} ainsi commise sur D est représentée par le segment $M'_0 M_{oy}$. En résolvant le triangle $M_0 M'_0 M_{oy}$ dans les deux cas de D_{Ad} , on obtient :

$$\text{- Pour } D_{Ad} = 0 : \frac{M'_0 M_{oy}}{\sin(\lambda + 2\xi)} = \frac{M_0 M'_0}{\sin 2\xi} = \frac{\Delta C_{Nt}}{\sin 2\xi}$$

$$\text{soit } \Delta D_{yt} = \Delta C_{Nt} \frac{\sin(\lambda + 2\xi)}{\sin 2\xi}$$

$$\text{- Pour } D_{Ad} = D_{A\max} : \frac{M'_0 M_{oy}}{\sin[\lambda - 2(\xi_M - \xi)]} = \frac{M_0 M'_0}{\sin 2(\xi_M - \xi)} = \frac{\Delta C_{Nt}}{\sin 2(\xi_M - \xi)}$$

$$\text{soit } \Delta D_{yt} = \Delta C_{Nt} \frac{\sin[\lambda - 2(\xi_M - \xi)]}{\sin 2(\xi_M - \xi)}$$

Remplaçons ΔC_{Nt} par $\frac{\delta}{\sin \lambda}$:

$$\underline{\underline{\text{a) Cas } D_{Ad} = 0}} \quad \Delta D_{yt} = \delta \left[\frac{1}{\operatorname{tg} 2\xi} + \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} \right]$$

D'après la formule II-23, on a :

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} = \frac{\cos \lambda}{\sqrt{1 - \cos^2 \lambda}} = \frac{D_X + Q_0}{1 - Q_0 D_X}$$

$$\text{La dérivée } \frac{d\left(\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}\right)}{d D_X} = \frac{1 + Q_0^2}{(1 - Q_0 D_X)^2}$$

est positive, c'est-à-dire : $\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$ croît tandis que le terme $\frac{1}{\operatorname{tg} 2\xi}$ décroît avec D_X (l'angle 2ξ augmente). A priori, nous ne pouvons rien conclure sur la zone de D_X où l'erreur ΔD_{yt} est la plus faible. Supposons cependant que nous ayons une perte D assez grande. Dans ce cas :

$$D_X \neq \frac{D}{1 + Q_0 D} \quad \text{d'après la formule (I-5)}.$$

Soit :

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} = \frac{D_X + Q_0}{1 - Q_0 D_X} = D + Q_0 (1 + D Q_0) \neq D + Q_0$$

Par ailleurs, la formule (II - 11) nous fournit :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\operatorname{tg} 2 \xi} &= \frac{1 - \operatorname{tg}^2 \xi}{2 \operatorname{tg} \xi} \neq \frac{(Q_0 D + 1 + M)^2 - D^2}{2 (Q_0 D + 1 + M) D} \\ &= \frac{D^2 (Q_0^2 - 1) + 2 Q_0 D (1 + M) + (1 + M)^2}{2 D (Q_0 D + 1 + M)} \end{aligned}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \Delta D_{yt} &= \delta \left[\frac{D^2 (Q_0^2 - 1) + 2 Q_0 D (1 + M) + (1 + M)^2 + 2 D (Q_0 D + 1 + M) (D + Q_0)}{2 D (Q_0 D + 1 + M)} \right] \\ &= \delta \frac{2 Q_0 D^3 + (3 Q_0^2 + 1 + 2 M) D^2 + 4 (1 + M) Q_0 D + (1 + M)^2}{2 D (Q_0 D + 1 + M)} \end{aligned}$$

Dérivons par rapport à D :

$$\frac{d(\Delta D_{yt})}{dD} = \delta \frac{2 (Q_0 D + 1 + M) [4 D^3 Q_0 + (3 Q_0^2 + 1 + 2 M) D^2 - (1 + M)^2]}{4 D^2 (Q_0 D + 1 + M)^2}$$

Le numérateur est négatif dans le domaine du pont 716 où $D_{\text{Max}} \neq 0,56$ et $Q_0 = 0,0257$.

En effet, en mettant le deuxième terme sous la forme :

$$4 D^3 Q_0 + 3 D^2 Q_0^2 + (1 + 2 M) (D^2 - 1) - M^2,$$

on constate que $D^2 (3 D Q_0 + 3 Q_0^2)$ vaut, au maximum $(0,56)^2 [3 \times 0,56 \times 0,0257 + 3 (0,0257)^2] \dots\dots$
 $\dots\dots \neq 0,0136$

donc, nettement inférieur à M^2 , qui, au minimum, vaut 1.

Nous pouvons donc conclure maintenant que l'erreur ΔD_{yt} est d'autant plus faible que l'angle 2ξ est plus grand.

b) Cas $D_{Ad} = D_{A\text{Max}}$ Nous avons cette fois $\Delta D_{yt} = \delta \left[\frac{1}{\operatorname{tg} 2 (\xi_M - \xi)} - \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} \right]$

Calculons la tangente de l'angle $2 (\xi_M - \xi)$

$$\operatorname{tg} (\xi_M - \xi) = \frac{\operatorname{tg} \xi_M - \operatorname{tg} \xi}{1 + \operatorname{tg} \xi_M \operatorname{tg} \xi} \neq \frac{D_M [Q_0 D + 1 + M] - D [Q_0 D_M + 1 + M]}{(Q_0 D + 1 + M) (Q_0 D_M + 1 + M) + D D_M}$$

Supposons cette fois-ci que D soit faible de telle sorte qu'on puisse négliger les termes en D^2 (nous négligeons également Q_0^2) :

$$\operatorname{tg}(\varepsilon_M - \varepsilon) \neq \frac{(1+M)(D_M - D)}{Q_0^2 D D_M + (1+M)(Q_0 D_M + Q_0 D) + (1+M)^2} \neq \frac{D_M - D}{Q_0(D_M + D) + (1+M)}$$

$$\begin{aligned} \text{et } \operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon) &= \frac{2(D_M - D)[Q_0(D_M + D) + 1 + M]}{[Q_0(D_M + D) + 1 + M]^2 - (D_M - D)^2} \\ &\neq \frac{2Q_0 D_M^2 + 2(1+M)(D_M - D)}{(1+M)^2 + 2(1+M)(D_M + D)Q_0 - D_M^2 + 2D D_M} \end{aligned}$$

D'autre part, nous devons tenir compte de D_N dans l'expression de $\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$:

$$D_X = \frac{D}{1 + Q_0 D} + D_N \neq D + D_N$$

$$\text{Soit } \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} = \frac{D_X + Q_0}{1 - D_X Q_0} \neq D + D_N + Q_0$$

d'où :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} &\neq \\ &= \frac{(1+M)^2 + 2(1+M)(D_M + D)Q_0 - D_M^2 + 2D D_M - 2(D + D_N + Q_0)[Q_0 D_M^2 + (1+M)(D_M - D)]}{2[Q_0 D_M^2 + (1+M)(D_M - D)]} \end{aligned}$$

Soit, en négligeant également les termes en $Q_0 D$ et $Q_0 D_N$:

$$\frac{1}{\operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} = \frac{(1+M)^2 + 4Q_0 D(1+M) - D_M^2 - 2D D_M M - 2(1+M)D_M D_N}{2[Q_0 D_M^2 + (1+M)(D_M - D)]}$$

Considérons le numérateur de la dérivée $\frac{d(\Delta D_{yt})}{dD}$:

$$[Q_0 D_M^2 + (1+M)(D_M - D)][4Q_0(1+M) - 2M D_M] + [(1+M)^2 + 4Q_0 D(1+M) - D_M^2 - 2D D_M M - 2(1+M)D_M D_N](1+M)$$

Le premier terme est négatif mais son module est nettement inférieur à $M(1+M)$ tandis que le second terme est positif, et son module est voisin de $(1+M)[(1+M)^2 - D_M^2]$ ou $(1+M)[M + (1+M + M^2 - D_M^2)]$. Comme D_M^2 est de loin inférieur à $1 + M + M^2$, la dérivée

est donc positive et l'erreur ΔD_{yt} augmente cette fois-ci avec D .

Le cas $D_{Ad} = D_{AMax}$ réduit donc l'erreur sur D pour les faibles valeurs de D , c'est-à-dire, de 2ε .

II - IV - 2.5.1.2.3 - Optimisation de la précision : choix du départ D_{Ad} -

Il découle du paragraphe précédent un renseignement intéressant : lorsque D est faible, l'erreur totale $\Delta D_{xt} + \Delta D_{yt}$ est moins importante avec le départ $D_{Ad} = D_{AMax}$ qu'avec l'autre point de départ $D_{Ad} = 0$. Par contre, lorsque D est grand, c'est ce dernier départ qui donne la plus faible erreur. On peut donc penser à optimiser la précision en divisant le domaine de D en deux zones séparées par une valeur D_m de telle sorte qu'au dessous de D_m on utilise $D_{Ad} = D_{AMax}$ et au dessus de D_m , $D_{Ad} = 0$. Nous verrons un peu plus loin que cette optimisation est très simple au point de vue manoeuvre pratique.

La valeur de coupure D_m correspond à la perte pour laquelle les erreurs ΔD_{yt} sont les mêmes pour les deux positions $D_{Ad} = 0$ et $D_{Ad} = D_{AMax}$.

En constatant que le terme $\frac{1}{\lg \lambda}$ qui, au maximum, vaut 0,564, est toujours inférieur au terme $\frac{1}{\lg 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$ qui est au moins égal à 1,66, et que tous les termes sont positifs, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} |\Delta D_t| &= |\Delta D_{xt}| + |\Delta D_{yt}| = \delta \left[\frac{1}{\sin 2 \varepsilon} + \frac{1}{\lg 2 \varepsilon} + \frac{1}{\lg \lambda} \right] \text{ pour } D_{Ad} = 0 \\ &= \delta \left[\frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} + \frac{1}{\lg 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\lg \lambda} \right] \text{ pour } D_{Ad} = D_{AMax} \end{aligned}$$

Cherchons la valeur D_m pour laquelle ces deux erreurs sont égales :

$$\frac{1}{\sin 2 \varepsilon} + \frac{1}{\lg 2 \varepsilon} + \frac{1}{\lg \lambda} = \frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} + \frac{1}{\lg 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\lg \lambda} \quad \text{Le calcul théorique serait trop}$$

long, nous allons tracer les deux courbes correspondant aux deux membres de l'équation en fonction de D , en sachant que $\frac{1}{\lg \lambda}$ étant faible à côté des autres termes, D_m , par conséquent, est légèrement supérieur à 0,274 qui est la valeur de D pour $\frac{\varepsilon_M}{2}$ dans le cas $M = 1$.

(Nous verrons plus loin la raison pour laquelle nous passons sous silence les autres rapports M).

D	0,275	0,280	0,285	0,290
$\log \operatorname{tg} \varepsilon$	$\bar{1},13648$	$\bar{1},14428$	$\bar{1},15193$	$\bar{1},15947$
2ε	$15^{\circ} 36'$	$15^{\circ} 52'$	$16^{\circ} 9'$	$16^{\circ} 26'$
$\log \frac{1}{\operatorname{tg} 2 \varepsilon}$	0,55408	0,54633	0,53823	0,53025
$\frac{1}{\operatorname{tg} 2 \varepsilon}$	3,581	3,518	3,453	3,3904
$\log \frac{1}{\sin 2 \varepsilon}$	0,57038	0,56310	0,55512	0,54837
$\frac{1}{\sin 2 \varepsilon}$	3,719	3,657	3,595	3,535
$\log D_X$	$\bar{1},43600$	$\bar{1},44375$	$\bar{1},45138$	$\bar{1},45888$
D_X	0,2729	0,2778	0,2827	0,2876
$\log \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$	$\bar{1},47814$	$\bar{1},48529$	$\bar{1},49229$	$\bar{1},49919$
$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$	0,3007	0,3057	0,3107	0,3156
$2(\varepsilon_M - \varepsilon)$	$15^{\circ} 28'$	$15^{\circ} 12'$	$14^{\circ} 55'$	$14^{\circ} 38'$
$\log \frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$	0,57401	0,58139	0,58937	0,59751
$\frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$	3,750	3,814	3,885	3,958
$\log \frac{1}{\operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$	0,55799	0,56592	0,57448	0,58319
$\frac{1}{\operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$	3,614	3,681	3,7535	3,830
$\frac{1}{\sin \varepsilon} + \frac{1}{\operatorname{tg} \varepsilon} + \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$	7,6007	7,4807	7,3587	7,241
$\frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} + \dots$ $\dots \frac{1}{\operatorname{tg} 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda}$	7,0633	7,189	7,3272	7,4724

Les calculs ont été effectués avec les formules ci-dessous :

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{D}{Q_0 D + 2(1 + Q_0^2)}$$

$$D_X \neq \frac{D}{1 + Q_0^2 + Q_0 D}$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda} = \frac{D_X + Q_0}{1 - D_X Q_0}$$

Les valeurs numériques de Q_0 et de ε_M ont déjà été calculées :

$$\log Q_0 = \bar{2},41096 \quad \text{et} \quad 2 \varepsilon_M = 31^\circ 4' \quad (\text{voir II-II-2.6.1 et II-II-2.6.3})$$

Les deux courbes (fig. II-31) se coupent au point $D_m = 0,2855$ ($\varepsilon_m = 8^\circ 5' 12''$) où l'erreur $|\Delta D_t|$ atteint 7,35 fois δ . Ces deux courbes étant, l'une constamment croissante, et l'autre constamment décroissante, en fonction de D , dans le domaine de mesure du pont d'après les signes de leurs pentes déjà étudiés, nous pouvons donc savoir que si pour $D < D_m$ et $D > D_m$, on utilise respectivement les points $D_{Ad} = D_{AMax}$ et $D_{Ad} = 0$, l'erreur $|\Delta D_t|$ sera forcément inférieure à 7,35 fois δ .

Pour $M = 1$, on optimisera la précision d'après le tableau suivant :

D	0	$D_m = 0,2855$	$D_{AMax} = 0,56$
Choix θ_d	$\ominus$	θ	θ
$ \Delta D_t $	$\swarrow$	7,35 . δ	$\searrow$

(II - 24)

Il paraît, à première vue, que cette solution d'optimisation de la précision est peu élégante, car fait qu'elle exige une manoeuvre supplémentaire, et, par conséquent, agit en sens inverse de l'optimisation de temps qu'on voudrait réaliser. Or, il n'en est rien puisque, en pratique (chapitre III) la commutation de $\ominus$ en $\oplus$, et vice-versa, se fait à l'aide d'un seul bouton, et le temps de manoeuvre est infime. Le déroulement de l'équilibrage du pont n'en est nullement perturbé, car l'un ou l'autre des deux points de départ donne exactement le même écart ε pendant le réglage de C_N . La commutation se traduit simplement comme un changement d'échelle de sensibilité du détecteur durant le réglage de D_A .

Nous devons, en outre, remarquer qu'un seul point de départ ne permettra pas d'utiliser toute l'étendue de la gamme D du pont, puisque l'erreur qui est proportionnelle à $\frac{1}{\sin \varepsilon}$ ou $\frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)}$ tend vers l'infini lorsque ε ou $(\varepsilon_M - \varepsilon)$ tend vers zéro.

En général d'ailleurs, le point D_{AMax} sera le plus utilisé, la perte étant habituellement faible pour les condensateurs courants.

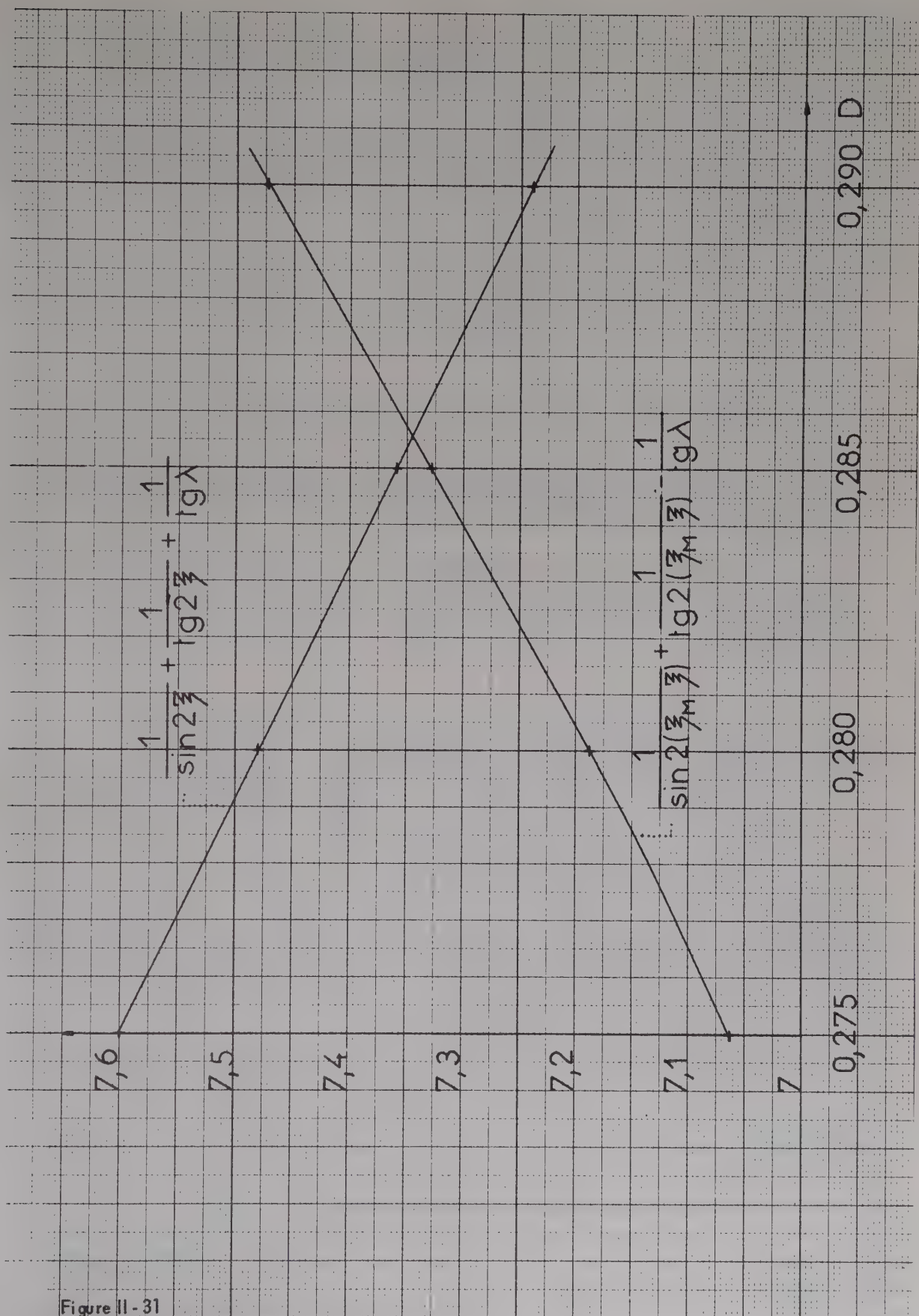


Figure II - 31

lorsque : $k \cdot k_1 \cdot | \vec{R}_{xd} | = K$

2^{ème} REGLAGE : Les contacteurs J 1 et J 2 sont sur les positions 2. On règle P 2 jusqu'à l'annulation de ε , soit, à ce moment là :

$$k \cdot k_2 \cdot R_X = K$$

Ce réglage correspond à la recherche de la proportion exacte de $|\vec{E}|$ qu'il faut ajouter à $\vec{U}$

Après ces deux premiers réglages on voit que $k \cdot k_1 = k \cdot k_2$

3^{ème} REGLAGE : Les contacteurs J 1 et J 2 étant mis sur les positions 1, on branche aux bornes « inconnue » du pont, un condensateur dont on connaît la capacité C et la perte D. On met C_N à la valeur d'équilibre $C(M=1)$ et D_A à D_{Ad} (zéro ou D_{AMax}). On règle alors le déphasage avec P 3 ou P 4 en annulant ε . L'angle de déphasage ainsi obtenu est égal à θ_d désiré (θ ou $\ominus$).

II - IV - 2.5.2.1 - Erreurs de réglages sur R_X et θ_d -

Cas où $\theta_d = \theta$ -

Du fait que les réglages précédents se font par comparaison, un écart δ peut donc s'introduire entre deux tensions comparées. Deux cas les plus défavorables sont à envisager. Supposons que les réglages donnent en réalité :

1^{er} REGLAGE : 1er cas : $R_{XS} = R_{XA} + \delta$ 2^{ème} cas : $R_{XS} = R_{XA} - \delta$

2^{ème} REGLAGE: 1er cas : $R_{XA} = R_X + \delta$ 2^{ème} cas : $R_{XA} = R_X - \delta$

en désignant par R_{XA} la proportion de $\vec{E}$ que l'on ajoutera à $\vec{U}$ et R_{XS} la proportion de $\vec{E}$ que l'on soustraira du module de la somme vectorielle précédente.

Ces écarts vont produire une erreur initiale sur le vecteur de translation $\vec{R}_X$, donc, une erreur systématique sur les valeurs C et D d'un condensateur, mesurées ultérieurement.

Nous savons déjà que R_X devient $R_X \pm 2\delta$, il nous faut connaître l'angle véritable θ_r .

Soit T_{or} , ε_r les grandeurs connues du condensateur étalon. Nous choisissons a priori ce dernier tel que $\varepsilon_r > \frac{\varepsilon_M}{2}$ d'après la conclusion sur la précision du paragraphe II-IV - 2.5.1.2.1 (formule (II-23)).

$$1^{er} \text{ CAS : } R_{XS} = R_{XA} + \delta = R_X + 2\delta -$$

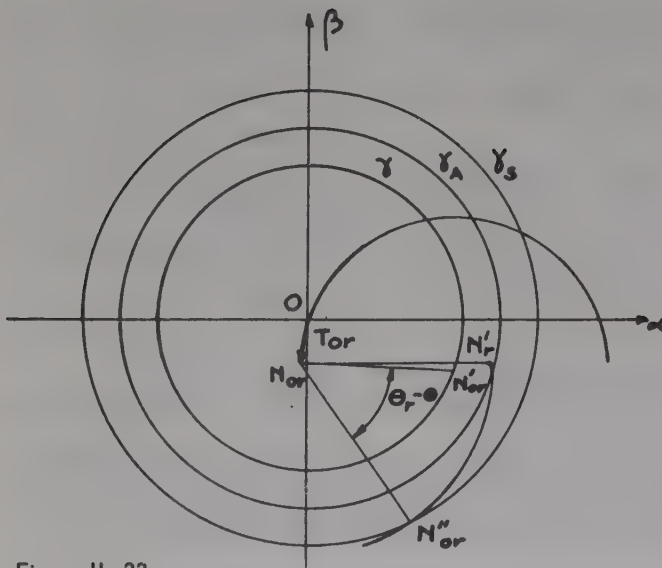


Figure II-33

Traçons trois cercles γ , γ_A , γ_S de centre O et de rayons respectifs R_X , $R_X + \delta$, $R_X + 2\delta$. Sur la figure II-33, nous avons exagéré exprès δ pour la clarté du dessin.

Si les réglages étaient parfaits, à la fin des opérations, la somme vectorielle $\vec{U} + \vec{R}_X \vec{E}$ aurait son extrémité en N'_{or} . En réalité, cette extrémité se trouve en N'_r au début du 3^{ème} réglage (déphasage initial nul), parcourt l'arc $N'_r N''_{or}$ centré en N_{or} et de rayon $R_X + \delta$.

L'écart ε s'annule à N''_{or} , et l'erreur de phase ($\theta_r - \theta$) est représentée par l'angle $\angle N'_{or} N_{or} N''_{or}$.

Réolvons le triangle $ON_{or}N''_{or}$:

$$\cos \left[\frac{\pi}{2} - \varepsilon_r + (\theta_r - \theta) \right] = \frac{T_{or}^2 + (R_X + \delta)^2 - (R_X + 2\delta)^2}{2 T_{or} (R_X + \delta)}$$

$$\text{ou } \sin [\varepsilon_r - (\theta_r - \theta)] = \frac{T_{or}^2 - (2\delta R_X + 3\delta^2)}{2 T_{or} (R_X + \delta)} \quad \neq$$

$$\frac{T_{or}}{2 R_X} - \frac{\delta}{T_{or}} = \sin \varepsilon_r - \frac{\delta}{T_{or}}$$

en négligeant le terme en δ^2 et δ devant R_X .

Si $\frac{\delta}{T_{or}}$ est négligeable devant $\sin \varepsilon_r$, nous aurons une erreur de déphasage pratiquement nulle. Ce cas se présente pour le rapport $M = 1$. En effet :

$$\varepsilon_r > \frac{\varepsilon M}{2} = 7^\circ 46' \quad \text{soit } \sin \varepsilon_r > 0,135$$

$$T_{or} > 2 R_X \sin \varepsilon_r = 0,0675$$

l'horizontale comme nous allons le montrer par les ordres de grandeurs .

$$\begin{aligned}
 \overline{ON'_r}^2 &= T_{or}^2 + (R_X - \delta)^2 - 2 T_{or} (R_X - \delta) \cos \left(\frac{\pi}{2} - \xi_r - \theta \right) \\
 &= 4 R_X^2 \sin^2 \xi_r + (R_X - \delta)^2 - 4 R_X (R_X - \delta) \sin \xi_r \sin (\xi_r + \theta) \\
 &= [R_X^2 + 4 \delta^2 - 4 \delta R_X] + 4 R_X^2 [\sin^2 \xi_r - \sin \xi_r \sin (\xi_r + \theta)] \\
 &\quad + 2 \delta R_X [1 + 4 R_X \sin \xi_r \sin (\xi_r + \theta)] \\
 \text{ou } \overline{ON'_r}^2 - R_{XS}^2 &= + 4 R_X^2 [\sin^2 \xi_r - \sin \xi_r \sin (\xi_r + \theta)] \\
 &\quad + 2 \delta R_X [1 + 4 R_X \sin \xi_r \sin (\xi_r + \theta)]
 \end{aligned}$$

Dans le cas le plus défavorable, pour $M = 1$

$$\xi_r = 7^\circ 46', \quad \sin \xi_r = 0,135$$

$$\xi_r + \theta = 7^\circ 46' + 1^\circ 29' = 9^\circ 15' \quad \text{et } \sin (\xi_r + \theta) = 0,1593$$

$$R_X \neq \frac{M}{2(1+M)} = \frac{1}{4}$$

$$\delta \neq 10^{-5}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Soit } \overline{ON'_r}^2 - R_{XS}^2 &= \frac{1}{4} [(0,135)^2 - (0,1593 \times 0,135)] + \frac{1}{2} \cdot 10^{-5} [1 + (0,135 \times 0,1593)] \\
 &= \frac{1}{4} [0,0182 - 0,02147] + \frac{1}{2} \cdot 10^{-5} [1,02147] \\
 &\neq - 0,000812 < 0
 \end{aligned}$$

La longueur $\overline{ON'_r}$ étant inférieure à R_{XS} , le point N'_r est à l'intérieur du cercle γ_S et, par conséquent, le point d'intersection N''_{or} de ce demi-cercle avec le cercle de rayon $N_{or} N'_r = R_X - \delta$ de centre N_{or} , se trouve au-dessous de l'horizontale $N_{or} N'_r$. En dilatant les échelles, nous trouvons la disposition correcte des points sur la figure II-35 (N''_{or} reste néanmoins au-dessus de $N_{or} N'_r$ car le segment de cette dernière droite, compris entre γ et γ_A est nécessairement supérieur à δ).

Réolvons le triangle $ON_{or} N''_{or}$:

$$\cos \left[\frac{\pi}{2} - \xi_r - (0 - 0_r) \right] = \frac{T_{or}^2 + (R_X - \delta)^2 - (R_X - 2\delta)^2}{2 T_{or} (R_X - \delta)} = \frac{T_{or}^2 - 3\delta^2}{2 T_{or} (R_X - \delta)}$$

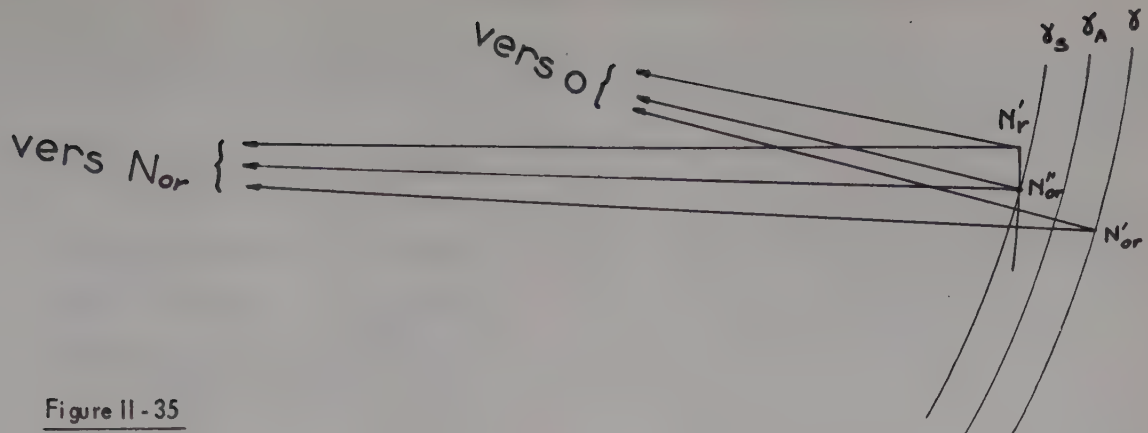


Figure II - 35

D'après les ordres de grandeurs, les termes $3\delta^2$ et δ sont encore négligeables respectivement, devant T_{or}^2 et R_X , pour les rapports $M = 1$ et $M = 10$. Et :

$$\sin [\xi_r - (\theta - \theta_r)] \neq \frac{T_{or}}{2R_X} = \sin \xi_r$$

L'erreur de déphasage est alors également minime comme dans le premier cas .

REMARQUE : Si nous avons délibérément omis de traiter les cas $M = 100$ et $M = 1000$, c'est parce que, d'une part, l'erreur de déphasage risque de prendre une valeur significative, et d'autre part, et c'est d'ailleurs la raison majeure, nous avons constaté que l'application de notre principe d'équilibrage entraînerait des imprécisions importantes lors du réglage de D (paragraphe II - IV - 2.5.1.2.2) .

II - IV - 2.5.2.2 - Erreur ΔC_{Nr} due aux erreurs de réglages -

Cas $\theta_d = \theta$ -

En effectuant maintenant les mesures sur un condensateur inconnu quelconque, cherchons quelle serait l'erreur ΔC_{Nr} sur C_N introduite par les erreurs initiales de réglages . Au début de l'étude, nous tiendrons compte non seulement des erreurs de modules $R_{XA} = R_X + \delta$ et $R_{XS} = R_X + 2\delta$, mais également de l'erreur de déphasage $\theta_r - \theta$. C'est ensuite seulement que nous négligerons cette dernière pour simplifier les expressions obtenues .

1^{er} CAS : $R_{XS} = R_{XA} + \delta = R_X + 2\delta$ -

La figure II - 36 (page 87) correspond au cas $T_o > T_{or}$ pour lequel la droite $N'_0 N'_{or}$ de pente voisine de $-\theta$ ($\theta_r - \theta \neq 0$) s'éloigne de l'origine O, et, par conséquent, $N'_0 N'_{or}$

Remplaçons T_0 par $2 R_X \sin \xi$ (formule (II-13)) :

$$|\overline{ON'}_{or}| = \sqrt{R_X^2 + 4 R_X^2 \{ \sin^2 \xi - \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \} + \delta^2 + 2 \delta R_X \{ 1 - 2 \sin \xi \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \}}$$

L'erreur ΔC_{Nr} s'exprime par la formule générale :

$$- \Delta C_{Nr} = \frac{(R_X + 2\delta) - \sqrt{R_X^2 + 4 R_X^2 \{ \sin^2 \xi - \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \} + \delta^2 + 2 \delta R_X \{ 1 - 2 \sin \xi \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \}}}{\sin \lambda}$$

Cette erreur étant nulle pour $\xi = \xi_r$, c'est-à-dire, pour le condensateur étalon, on pourra écrire, tenant compte de cette condition initiale :

$$- \Delta C_{Nr} = \frac{\sqrt{R_X^2 + 4 R_X^2 \{ \sin^2 \xi_r - \sin [\xi_r - (\theta_r - \theta)] \} + \delta^2 + 2 \delta R_X \{ 1 - 2 \sin \xi_r \sin [\xi_r - (\theta_r - \theta)] \}}}{\sin \lambda} - \frac{\sqrt{R_X^2 + 4 R_X^2 \{ \sin^2 \xi - \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \} + \delta^2 + 2 \delta R_X \{ 1 - 2 \sin \xi \sin [\xi - (\theta_r - \theta)] \}}}{\sin \lambda}$$

Faisons intervenir les approximations $\delta^2 \neq 0$ et $\theta_r - \theta \neq 0$:

$$- \Delta C_{Nr} \neq \frac{\sqrt{R_X^2 + 2 \delta R_X \cos 2 \xi_r}}{\sin \lambda} - \frac{\sqrt{R_X^2 + 2 \delta R_X \cos 2 \xi}}{\sin \lambda}$$

Le résultat ne change pratiquement pas si nous ajoutons deux termes infiniment petits du second ordre : $\delta^2 \cos^2 2 \xi_r$ et $\delta^2 \cos^2 2 \xi$, respectivement dans le 1^{er} et dans le 2^{ème} radical : l'erreur s'exprime finalement par :

$$- \Delta C_{Nr} = \frac{\delta (\cos 2 \xi_r - \cos 2 \xi)}{\sin \lambda} \quad (II-25)$$

2^{ème} CAS : $R_{XS} = R_{XA} - \delta = R_X - \delta$

Le raisonnement est le même que précédemment. Nous allons nous contenter de donner les formules en nous basant sur la figure II-37 où T_0 a été pris plus grand que T_{or} , par conséquent, N'_{or} est extérieur à γ_S et l'erreur sur C_N est par excès.

$$\Delta C_N = \frac{|\overline{ON'}_{or}| - (R_X + 2\delta)}{\cos(\frac{\pi}{2} - \lambda + s)} \neq \frac{|\overline{ON'}_{or}| - (R_X + 2\delta)}{\sin \lambda}$$

$$\begin{aligned} |\overline{ON'}_{or}| &= \sqrt{T_0^2 + (R_X - \delta)^2 - 2 T_0 (R_X - \delta) \cos \left[\frac{\pi - 2\xi}{2} - (\theta - \theta_r) \right]} \\ &= \sqrt{R_X^2 + 4 R_X^2 \{ \sin^2 \xi - \sin \xi \sin [\xi + (\theta - \theta_r)] \} + \delta^2 - 2 \delta R_X \{ 1 - \sin \xi \sin [\xi + (\theta - \theta_r)] \}} \end{aligned}$$

$$\text{Soit donc : } \cos 2 \xi_r = \frac{\cos 2 \xi_m \sin \lambda_M + \cos 2 \xi_M \sin \lambda_m}{\sin \lambda_m + \sin \lambda_M} \quad (\text{II-28})$$

Nous allons effectuer l'application numérique pour le rapport $M = 1$ commun aux quatre fréquences. Pour les autres valeurs de M , cette erreur de réglage est minime à côté des erreurs systématiques ΔC_{N_t} (voir II-IV- 2.5.1.1), par conséquent, l'intérêt d'une optimisation individuelle de D_r est dérisoire.

ξ_M	$\cos 2 \xi_m$	$\cos 2 \xi_M$	D_M	D_m	$\sin \lambda_M$	$\sin \lambda_m$	$\cos 2 \xi_r$	$2 \xi_r$	D_r
15° 32'	0,9605	0,857	0,56	0,2855	0,862	0,955	0,906	25° 3'	0,446

(II-29)

Retenons au passage la valeur $D_m = 0,2855$ qui séparera les deux zones d'utilisation de $\theta_d = \theta$ et $\theta_d = \emptyset$

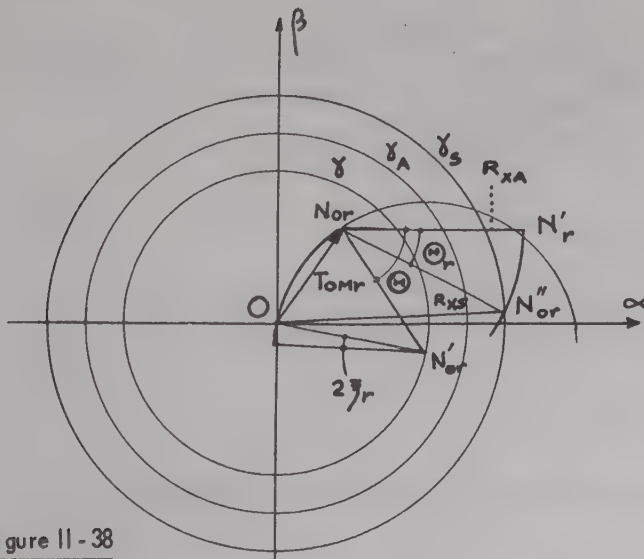
II - IV - 2.5.2.4 - Erreur de réglages sur R_X et θ_d -

Cas $\theta_d = \emptyset$

D'après II-IV- 2.5.1.2.1, ce point de départ $\theta_d = \emptyset$ ou $D_d = D_{\text{Max}}$ sera utilisé pour $0 < \xi < \xi_m$ ou $0 < D < D_m$. Nous allons refaire les mêmes calculs que le cas

$\theta_d = \theta$ pour en tirer des conclusions analogues.

$$1^{\text{er}} \text{ CAS : } R_{XS} = R_{XA} + \delta = R_X + 2\delta -$$



Si au début du réglage de phase, le déphasage est nul, l'extrémité du vecteur somme $\vec{T} + \vec{R}_{XA}$ se trouvera en N'_r .

Lorsque l'on règle θ_d jusqu'à $\varepsilon = 0$, N'_r vient en N''_{or} différent de N'_{or} théorique.

Figure II - 38

Réolvons le triangle $ON_{or}N'_{or}$:

$$\cos \left[\frac{\pi - 2(\xi_M - \xi_r)}{2} + (\varpi - \varpi_r) \right] = \frac{T_{OMr}^2 + R_{XA}^2 - R_{XS}^2}{2 T_{OMr} R_{XA}}$$

$$= \frac{T_{OMr}^2 - 3\delta^2 - 2\delta R_X}{2 T_{OMr}(R_X + \delta)}$$

Les ordres de grandeurs nous permettent encore d'affirmer que $T_{OMr}^2 \gg 3\delta^2 + 2\delta R_X$

$$\text{et } \sin [\xi_M - \xi_r - (\varpi - \varpi_r)] \approx \frac{T_{OMr}}{2 R_X} = \sin (\xi_M - \xi_r)$$

Relevons au passage la formule reliant T_{OM} et $(\xi_M - \xi)$

$$T_{OM} = 2 R_X \sin (\xi_M - \xi) \quad (II-30)$$

Ainsi l'écart $(\varpi - \varpi_r)$ est pratiquement négligeable.

2^{ème} CAS : $R_{XS} = R_{XA} - \delta = R_X - 2\delta$

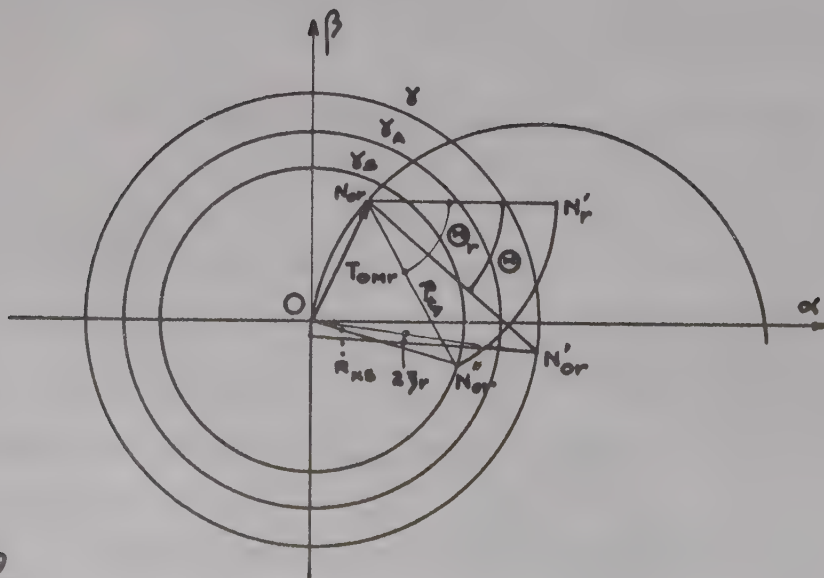


Figure II-39

Il est encore facile de montrer que $(\varpi_r - \varpi)$ est encore négligeable.

Réolvons le triangle $ON_{or} N'_{or}$:

$$\cos \left[\frac{\pi - 2(\xi_M - \xi)}{2} - (\Theta - \Theta_r) \right] = \sin [(\xi_M - \xi) + (\Theta_r - \Theta)] =$$

$$\frac{T_{OMr}^2 + R_{XA}^2 - R_{XS}^2}{2 T_{OMr} R_{XA}} = \frac{T_{OMr}^2 - 3\delta^2 + 2\delta R_X}{2 T_{OMr} (R_X - \delta)} \neq \frac{T_{OMr}}{2 R_X} = \sin(\xi_M - \xi_r)$$

II - IV - 2.5.2.5 - Erreur ΔC_{Nr} sur C_N due aux réglages -

Cas $\theta_d = \Theta$

1^{er} CAS : $R_{XS} = R_{XA} + \delta = R_X + 2\delta -$

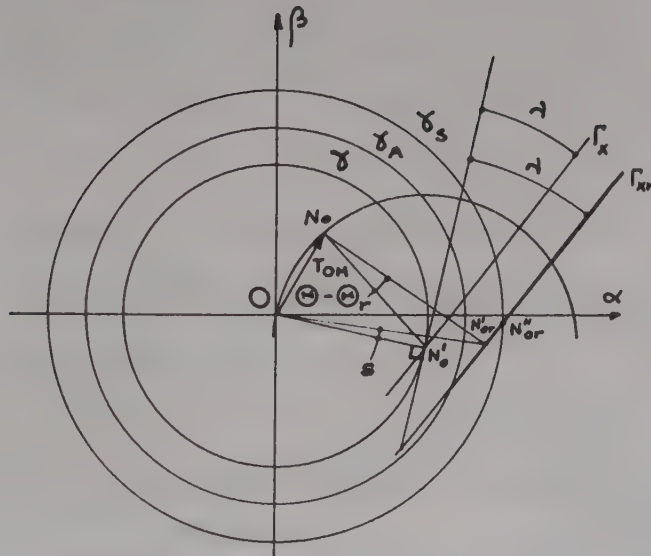


Figure II - 40

Prenons le cas $T_o > T_{or}$ ou $T_{OM} < T_{OMr}$
où le point théorique N'_{or} est à l'intérieur de γ_s et l'erreur sur C_N est par défaut :

$$-\Delta C_{Nr} = \frac{R_{XS} - |\overline{ON'_{or}}|}{\sin(\lambda - s)} \neq \frac{R_{XS} - |\overline{ON'_{or}}|}{\sin \lambda}$$

$$|\overline{ON'_{or}}| = \sqrt{T_{OM}^2 + (R_X - \delta)^2 - 2 T_{OM} (R_X - \delta) \cos \left[\frac{\pi}{2} - (\xi_M - \xi) + (\Theta - \Theta_r) \right]}$$

Soit en remplaçant T_{OM} par $2 R_X \sin(\xi_M - \xi)$ formule (II - 30)

$$|\overline{ON'_{or}}| =$$

$$\sqrt{R_X^2 + 4R_X^2 \{ \sin^2(\xi_M - \xi) - \sin(\xi_M - \xi) \sin[\xi_M - \xi - (\Theta - \Theta_r)] \} + \delta^2 - 2\delta R_X \{ 1 - 2\sin(\xi_M - \xi) \sin[\xi_M - \xi - (\Theta - \Theta_r)] \}}$$

II - IV - 2.5.2.6 - Valeur optimum de D_r - Cas $\theta_d = \theta$

Comme le point de départ $\theta_d = \theta$, nous pourrions encore choisir un condensateur étalon qui donnerait une erreur de même valeur absolue aux deux extrémités de l'échelle D . En se donnant les valeurs limites, $0 < D < D_m$, c'est-à-dire, $0 < \varepsilon < \varepsilon_m$, l'équation donnant la valeur optimum de D_r s'exprime par :

$$\cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r) = \frac{\cos 2 \varepsilon_M \sin \lambda_m + \cos 2 \varepsilon_m \sin \lambda_0}{\sin \lambda_m + \sin \lambda_0} \quad (II-34)$$

APPLICATION NUMERIQUE POUR $M = 1$:

ε_M	$\cos 2 \varepsilon_m$	$\cos 2 \varepsilon_M$	D_0	D_m	$\sin \lambda_0$	$\sin \lambda_m$	$\cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r)$	$2(\varepsilon_M - \varepsilon_r)$	D_r
15° 32'	0,9605	0,857	0	0,2855	0,996	0,955	0,91	24° 30'	0,115

(II-35)

REMARQUE : L'erreur systématique théorique ΔC_{N_t} s'exprimant par $\frac{\delta}{\sin \lambda}$ est beaucoup plus importante que l'erreur ΔC_{N_r} due aux réglages. Il sera donc inopportun d'exiger une valeur rigoureuse de D_r pour les réglages. On se contentera de choisir des valeurs de D_r aux alentours des valeurs théoriques que nous venons de calculer.

II - IV - 2.5.2.7 - Erreurs ΔD_r sur la valeur de D , dues aux réglages -

II - IV - 2.5.2.7.1 - Erreur due uniquement au réglage de C_A -

En admettant que $\Delta C_{N_r} = 0$, regardons quelle serait l'erreur ΔD_r introduite par la différence des rayons R_{X_A} et R_{X_S} . Faisons le schéma d'ensemble dans le cas $\theta_d = \theta$ (fig.II-42) et avec $R_{X_S} = R_{X_A} + \delta = R_X + 2\delta$.

Soit les points N'_0, M_0 théoriques sur γ , et les points N'_{or}, M'_0 sur γ_S .

Le passage de γ en γ_S étant une simple homothétie de centre O , les points N'_0, N'_{or} d'une part, et M_0, M'_0 d'autre part, portent une même graduation. Autrement dit, si pour le réglage réel, partant de N'_{or} , on arrive à M'_0 , il n'y aura aucune erreur sur D . En réalité, on s'arrête au point M'_{or} où se coupent les cercles γ_S et φ'_{X_0} de rayons respectifs $R_X + 2\delta$ et $R_X + \delta$.

Désignons par T'_0 le module du vecteur $\overrightarrow{M'_0 N'_{or}}$ et par T'_{or} celui de $\overrightarrow{M'_{or} N'_{or}}$.

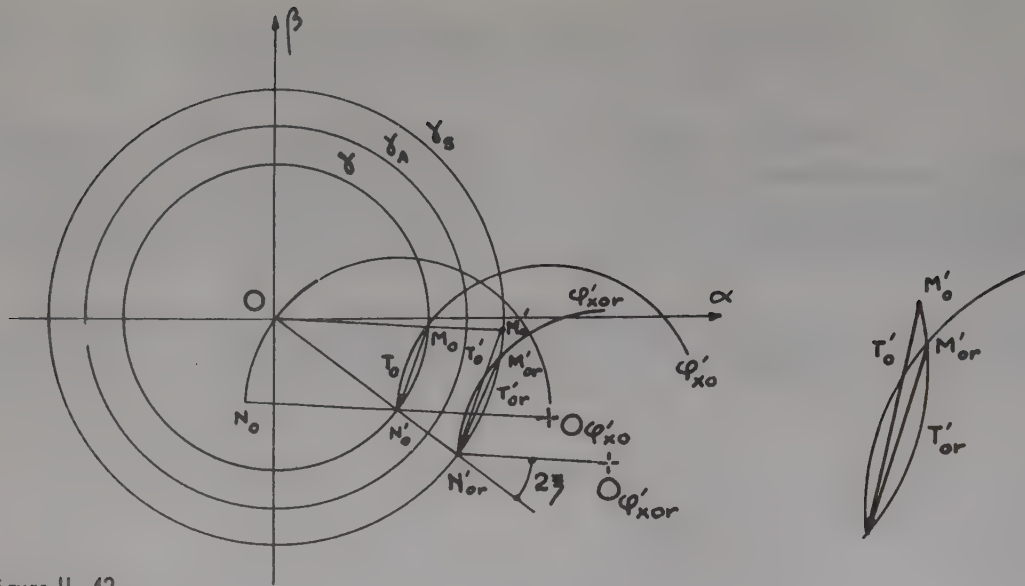


Figure II - 42

Nous savons que : $2(R_X + \delta) \sin \xi < T'_{or} < 2(R_X + 2\delta) \sin \xi$

Prenons la valeur moyenne $T'_{or} = (2R_X + 3\delta) \sin \xi$

D'autre part, T'_0 s'exprime en fonction de T_0 par :

$$T'_0 = T_0 \frac{R_X + 2\delta}{R_X} = 2(R_X + 2\delta) \sin \xi$$

$$\text{d'où } \frac{T'_{or}}{T'_0} = \frac{2R_X + 3\delta}{2R_X + 4\delta}$$

D'après les ordres de grandeurs $\delta \leq 10^{-5}$ et $R_X \geq \frac{1}{4}$, ce rapport est pratiquement égal à 1, ce qui nous amène à conclure que l'écart δ entre les deux cercles γ_{XA} et γ_{XS} ne crée pas d'erreur notable sur la valeur de D à l'équilibre.

Il serait facile de refaire la même démonstration pour le cas $\theta_d = \theta$

II - IV - 2.5.2.7.2 - Erreur due à $|\Delta C_{Nr}|$ -

Cette erreur est uniquement fonction de 2ξ ou $2(\xi_M - \xi)$ comme nous l'avons vu au paragraphe II-IV-2.5.1.2.2. La différence de rayons en γ_{XA} et γ_{XS} étant minime, il est tout-à-fait légitime d'admettre que 2ξ ou $2(\xi_M - \xi)$ n'est pas changé. L'erreur sur D provenant de $|\Delta C_{Nr}|$ s'exprime alors tout simplement comme ΔD_{yr} par :

$$|\Delta D_{yr}| = |\Delta C_{Nr}| \left| \frac{\sin(\lambda + 2\xi)}{\sin 2\xi} \right| \text{ ou } |\Delta D_{yr}| = |\Delta C_{Nr}| \left| \frac{\sin[\lambda - 2(\xi_M - \xi)]}{\sin 2(\xi_M - \xi)} \right|$$

II - IV - 2.5.2.8 - Expressions des erreurs totales sur C_N et sur D -

Il suffit de faire la somme de toutes les erreurs théoriques et de réglages en nous reportant aux paragraphes précédents (à partir de II - IV - 2.5.1.1) :

II - IV - 2.5.2.8.1 - Erreur $|\Delta C_{NT}|$ -

$$1) \text{ CAS } \theta_d = \theta$$

$$|\Delta C_{NT}| \leq \delta \left\{ \frac{1}{\sin \lambda} + \left| \frac{\cos 2 \varepsilon_r - \cos 2 \varepsilon}{\sin \lambda} \right| \right\}$$

$$2) \text{ CAS } \theta_d = \theta$$

$$|\Delta C_{NT}| \leq \delta \left\{ \frac{1}{\sin \lambda} + \left| \frac{\cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon) - \cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r)}{\sin \lambda} \right| \right\}$$

(II - 36)

II - IV - 2.5.2.8.2 - Circuit D_A -

$$1) \text{ CAS } \theta_d = \theta$$

$$|\Delta D_T| \leq \delta \left\{ \frac{1}{\sin 2 \varepsilon} + \left(\frac{1}{\tan 2 \varepsilon} + \frac{1}{\tan \lambda} \right) [1 + |\cos 2 \varepsilon_r - \cos 2 \varepsilon|] \right\}$$

(II - 37)

$$2) \text{ CAS } \theta_d = \theta$$

$$|\Delta D_T| \leq \left\{ \frac{1}{\sin 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} + \left(\frac{1}{\tan 2(\varepsilon_M - \varepsilon)} - \frac{1}{\tan \lambda} \right) [1 + |\cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon) - \cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r)|] \right\}$$

REMARQUE - Pour simplifier l'écriture, nous avons supprimé les barres de modules des termes constamment positifs. Rappelons les définitions et formules intervenant dans les expressions ci-dessus :

1) - $|\Delta C_{NT}|$ et $|\Delta D_T|$ sont des longueurs en valeur absolue dans le plan α, β des morceaux d'arc des lieux φ_Y et φ_X correspondant aux erreurs commises sur C_N et D .

2) - δ est la sensibilité relative, c'est-à-dire, la plus petite valeur $\left| \frac{\varepsilon}{E} \right|$ que puisse détecter le galvanomètre de sortie.

$$3) - \quad \operatorname{tg} \varepsilon = \frac{D}{Q_0 D + (1+M)(1+Q_0^2)} = \frac{D}{Q_0 D + 2(1+Q_0^2)} \quad \text{pour } M = 1$$

$$4) - \quad \operatorname{tg} \lambda = \frac{1 - D_X Q_0}{D_X + Q_0} \quad \text{avec } D_X \neq \frac{D}{1 + Q_0 D + Q_0^2} + D_N$$

$$5) - \quad \varepsilon_M \neq 15^\circ 32' \quad \text{pour } M = 1$$

II - IV - 2.5.2.9 - Valeur minimum de δ pour respecter la précision du pont -

Nous avons vu au paragraphe II-II-2.7 que la précision indiquée par le constructeur est de $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ pour D et $1\%_0 + (0,6 \text{ pF} \times M)$, soit $1\%_0 + 0,6 \text{ pF}$ à $M = 1$ pour C . Il nous reste donc à déterminer la sensibilité relative minimum δ pour observer ces indications.

II - IV - 2.5.2.9.1 - Circuit C_N -

La graduation des arcs φ_Y en valeur de C_N étant la plus serrée pour $C_N = C_{N\text{Max}}$ et $D_X = 0$, nous amène à calculer δ pour le cas $\theta_d = \theta$

D'après les valeurs des formules (II-20), pour $M = 1$, nous avons $|\Delta C_{NT}| \neq 3,8 \cdot 10^{-4}$

$$\sin \lambda_0 = \frac{1}{(1 + Q_0^2)^{1/2}} \neq 1$$

$$\cos 2\varepsilon_M = 0,857$$

$$\cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r) = 0,91$$

$$\text{D'où : } |\Delta D_T| = 3,8 \cdot 10^{-4} = \delta \left[\frac{1}{\sin \lambda_0} (1 + |\cos 2\varepsilon_M - \cos 2(\varepsilon_M - \varepsilon_r)|) \right] \\ \# \delta(1 + 0,1)$$

$$\text{d'où } \delta = \frac{3,8}{1,1} \cdot 10^{-4} = 3,45 \cdot 10^{-4}$$

II - IV - 2.5.2.9.2 - Circuit D_A -

La graduation des arcs φ_X en valeur de D_A est la plus serrée et la valeur de $\sin \lambda$ est la plus faible pour D_A maximum. Cependant, le cas le plus défavorable pourrait être aussi bien D_m

car $\sin 2 \xi$ y a la valeur la plus faible. Pour ne pas s'étendre sur des calculs théoriques, nous allons faire l'application numérique pour les deux cas précédents qui correspondent à la position $\theta_d = \theta$.

Nous utiliserons la formule (II-15) appliquée à $M = 1$:

$$|\Delta D_T| = \frac{\sqrt{1+Q_0^2}}{2} \frac{\delta D (Q_0 D_2 + 2)}{D_2^2 (1+Q_0^2) + 4(1+Q_0 D_2)} \quad \text{avec } \delta D = 5.10^{-4}$$

$$1) - D_2 \neq D_m = 0,2855$$

$$|\Delta D_T| = \frac{1,00033}{2} \times \frac{5.10^{-4} [(0,0257 \times 0,2855) + 2]}{(0,2855)^2 (1 + 0,00066) + 4 [1 + (0,0257 \times 0,2855)]}$$

$$\log |\Delta D_T| = \bar{3},30962 - 0,91498 = \bar{4},39464$$

$$\text{soit } |\Delta D_T| = 2,481.10^{-4}$$

D'autre part, d'après le paragraphe II-IV-2.5.2.8.2. :

$$|\Delta D_T| \leq \delta \left\{ \frac{1}{\sin 2 \xi_m} + \left(\frac{1}{\operatorname{tg} 2 \xi_m} + \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda_m} \right) [1 + |\cos 2 \xi_r - \cos 2 \xi_m|] \right\}$$

$$\text{avec } \frac{1}{\sin 2 \xi_m} \neq 3,59$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} 2 \xi_m} \neq 3,45$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda_m} \neq 0,309$$

$$\cos 2 \xi_r = 0,906$$

$$\cos 2 \xi_m = 0,9605$$

$$\text{Soit } |\Delta D_T| \geq 7,56. \delta$$

$$\text{On en déduit } \delta \leq \frac{2,481}{7,56}.10^{-4} \neq 3,4.10^{-5}$$

$$2) - D_2 = D_{\text{Max}} = 0,56$$

$$\text{Le tableau (II-16) nous fournit } |\Delta D_T| = 1,15.10^{-4}$$

$$\text{D'autre part : } |\Delta D_T| \leq \delta \left\{ \frac{1}{\sin 2\varepsilon_M} + \left(\frac{1}{\operatorname{tg} 2\varepsilon_M} + \frac{1}{\operatorname{tg} \lambda_M} \right) [1 + |\cos 2\varepsilon_r - \cos 2\varepsilon_M|] \right\}$$

$$\text{Soit, avec : } \frac{1}{\sin 2\varepsilon_M} = 1,97$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} 2\varepsilon_M} = 1,69$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \lambda_M} = 0,583$$

$$\cos 2\varepsilon_M = 0,857$$

$$|\Delta D_T| \leq \delta \times 4,02$$

$$\text{On en déduit : } \delta \leq \frac{1,15}{4,02} \cdot 10^{-4} = 2,86 \cdot 10^{-5}$$

C'est donc le cas D_{Max} qui est le plus défavorable et on sera assuré de respecter la précision du pont en adoptant :

$$\delta \leq 2,8 \cdot 10^{-5}$$

(11-38)

Cette valeur de la sensibilité relative correspondra, par exemple, à une détection minimum de $280 \mu V$ pour une entrée de 10 volts.

INDEX DU CHAPITRE II

I) - FONCTION DE TRANSFERT $\bar{T}$ DU PONT ORIGINAL DE SCHERING -

Nous avons vu le schéma de principe de ce pont ainsi que ses équations d'équilibres aux paragraphes I-1.3 et I-II-1.2. Il serait intéressant de voir également si le principe de notre théorie sur l'équilibrage du pont 716 C pourrait s'appliquer à ce pont original de Schering. En nous reportant à la figure I-4 :

$$\bar{T} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_4} - \frac{\bar{Z}_X}{\bar{Z}_3 + \bar{Z}_X} = \frac{1 + j R_4 C_4 \omega}{1 + j \omega R_4 C_4 + j \omega R_4 C_2} - \frac{1 + j R_X C_X \omega}{1 + j C_X \omega (R_3 + R_X)}$$

$$\text{Posons encore } R_4 C \omega = Q_0$$

$$R_4 \omega C_4 = x$$

$$R_X C_X \omega = D_X$$

$$\bar{T} = \frac{1 + j x}{1 + j Q_0 + j x} - \frac{1 + j D_X}{1 + j D_X + j y}$$

Ici encore nous obtenons deux fonctions indépendantes en x et y et nous pouvons déjà savoir que les deux réseaux d'arcs de cercle φ_X et φ_Y ont des propriétés analogues à celles des réseaux que nous avons étudiés pour le pont 716 C. Le réseau φ_Y dépend encore des caractéristiques du condensateur à mesurer, le réseau φ_X par contre, possède des éléments fixes comme nous allons le voir.

II) - RESEAU φ_X pour $y = Cte$ -

Lorsque y garde une valeur $y = Cte$, $\bar{T}$ se met sous la forme :

$$\bar{T} = \frac{1}{-1 + \frac{j}{Q_0} - \frac{x}{Q_0}} + (1 - \bar{A}_Y) = \bar{T}_1 + (1 - \bar{A}_Y)$$

$$\text{avec } \bar{A}_Y = \frac{1 + j D_X}{1 + j D_X + j y}$$

Le dénominateur de $\bar{T}_1$ est la droite Δ_X graduée en $\frac{x}{Q_0}$ à partir du point A (figure Index II - 1) et $\bar{T}_1$ est le conjugué de l'arc inverse de Δ_X de centre O et de puissance 1.

$$\text{D'où } 2 R_X = OC = \frac{1}{OB} = Q_0 \quad \text{ou} \quad R_X = \frac{Q_0}{2}$$

Le rayon est une constante ne dépendant que de la capacité C_2 et de la résistance R_4 choisies.

Calculons l'angle θ formé par le rayon de cercle aboutissant à la graduation $x = 0$ et l'axe imaginaire $O\beta$:

$$\operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \doteq \operatorname{tg} \widehat{DJC} = \frac{AB}{OB} = Q_0 \text{ ou encore } \operatorname{tg} \theta = \frac{2Q_0}{1-Q_0}$$

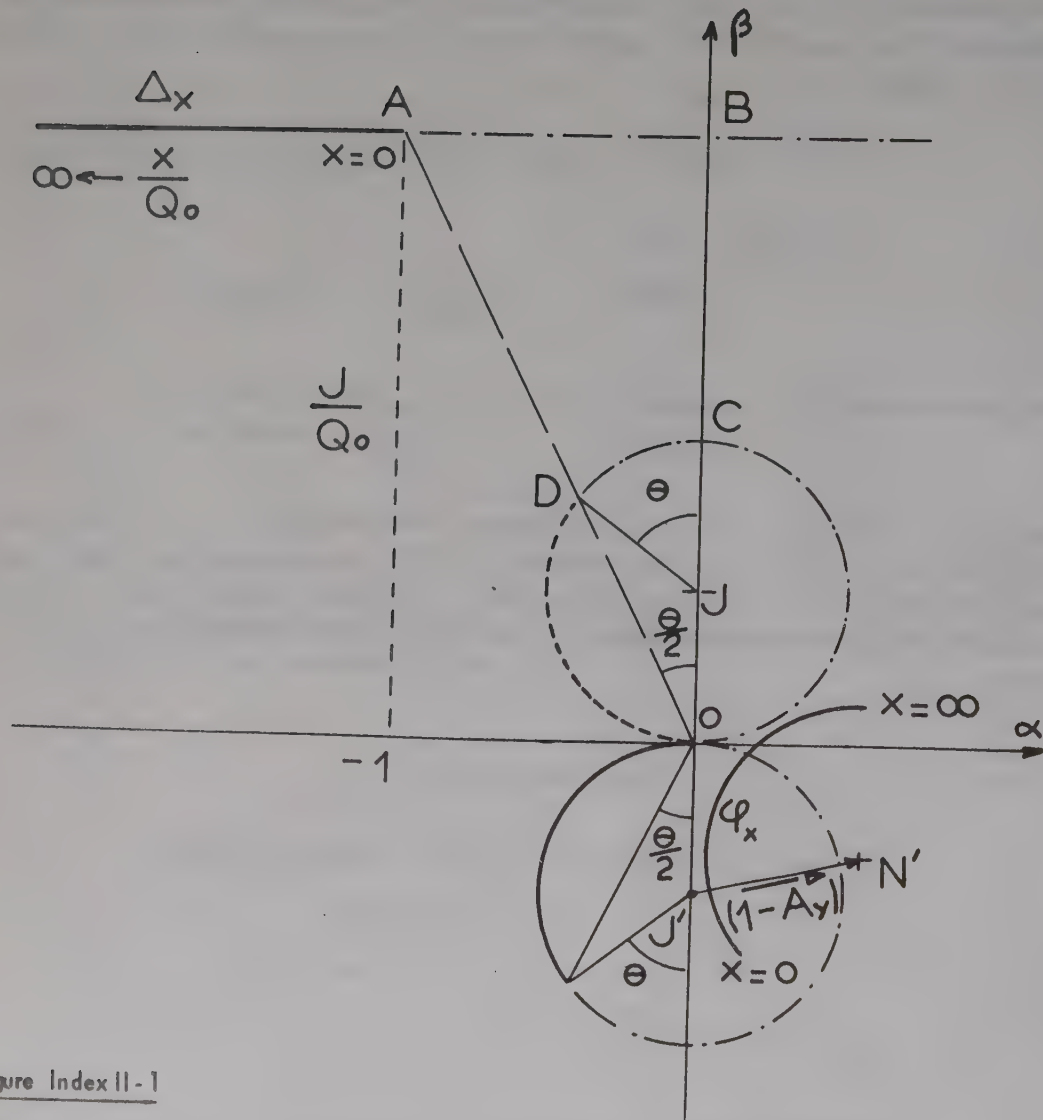
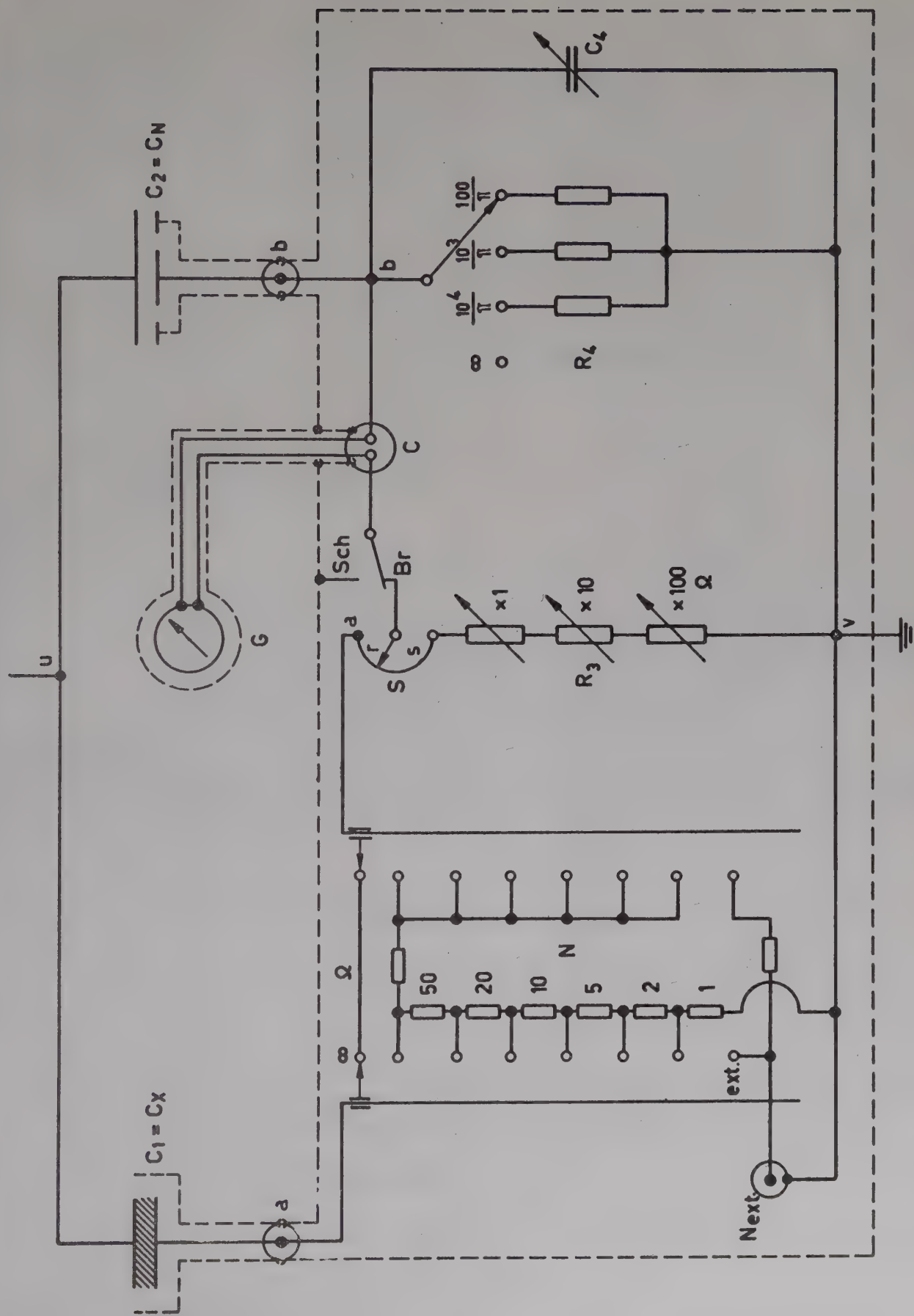


figure Index II-1

Cet angle est également fixe. Nous retrouvons des propriétés équivalentes au réseau φ_X du pont 716 C et notre méthode d'équilibrage rapide demeure valable, à condition d'adopter pour le départ $x = 0$, la translation $\vec{R}_X$ telle que :

$$|\vec{R}_X| = \frac{Q_0}{2} \text{ et } (\vec{O\alpha}, \vec{R}_X) = -\frac{\pi}{2} - 2 \operatorname{Arc} \operatorname{tg} Q_0$$



LE PONT INITIAL DE SCHERING (extrait de « Tettex Information » mai 1962)

Figure Index II - 2

Chapitre III

LE DETECTEUR SPECIAL

III - I - Introduction -

Le principe de ce détecteur spécial a été exposé au chapitre II et illustré par la figure II - 17 (paragraphe II-IV-2.3) . Passons maintenant dans le domaine technologique et étudions les différents éléments de cet appareil. Le choix des solutions retenues nous a été dicté par les critères de simplicité , de prix de revient réduit, tout en ayant des performances satisfaisantes. Notre prototype a été construit pour le fonctionnement à 1 Khz avec $M = 1$. Nous indiquerons en conclusion générale les circuits à ajouter pour l'extension aux autres fréquences et rapports M .

La figure III - 1 montre en détail le montage réalisé où nous trouvons, outre les deux principaux circuits d'addition vectorielle et de comparaison de modules, des circuits d'étalonnage et de réglage.

III - II - Circuit d'addition vectorielle -

Ce circuit comporte deux branches aboutissant à une addition par résistances :

- Branche recueillant la tension de déséquilibre $\bar{U}$ et comprenant une sonde d'entrée suivie successivement par un montage à très haute impédance d'entrée, , un réglage de niveau, puis, d'une cathode suivie d'adaptation d'impédance (tension à l'entrée de l'additionneur : $k \bar{U}$)

- Branche élaborant le signal à additionner $k \bar{E} \cdot \bar{R}_{Xd}$

$$(\text{Module de } R_{Xd} = R_X = \frac{R_A (1 + Q_0^2)^{1/2}}{2(R_A + R_B)} = \frac{1}{4} (1 + Q_0^2)^{1/2} \text{ et argument de } R_{Xd} = -\theta \text{ ou } -\Theta)$$

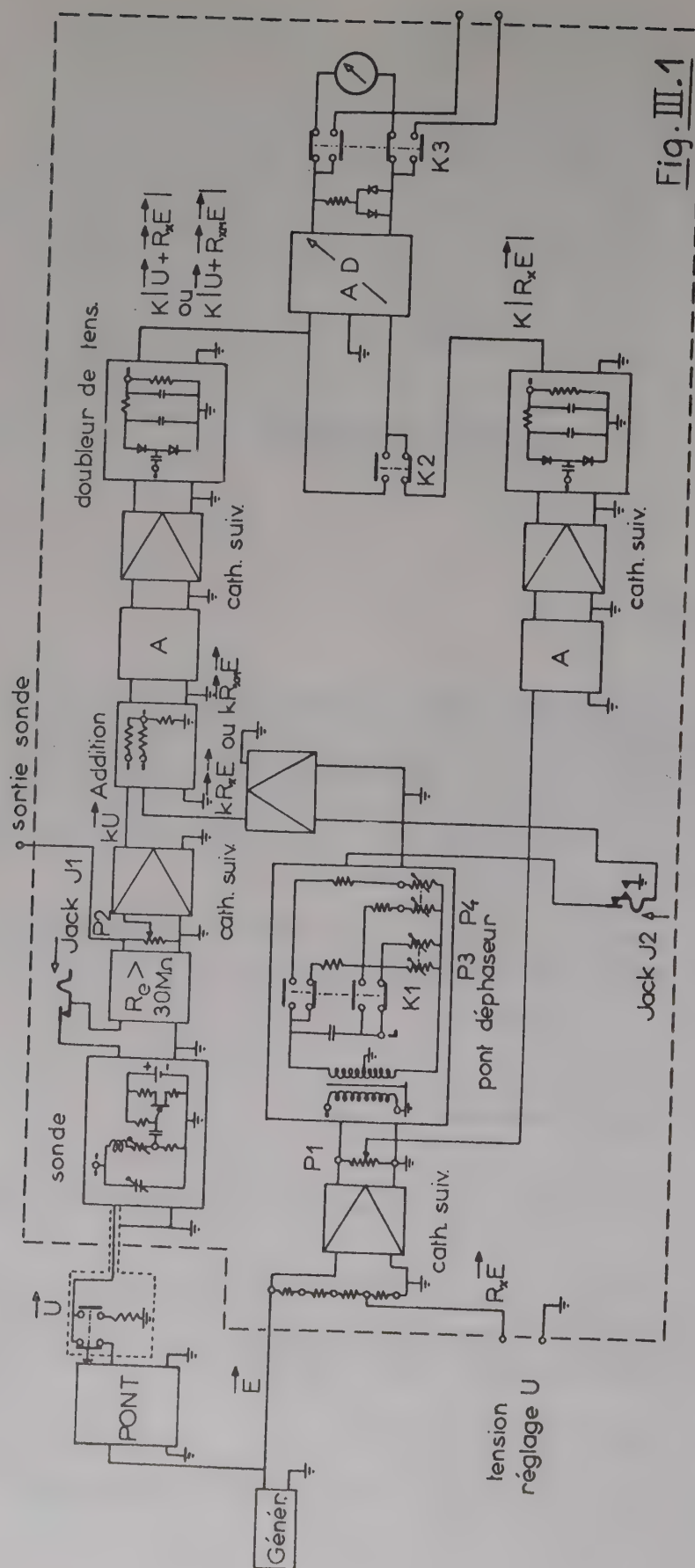


Fig. III.1

et comprenant une cathode suiveuse de prise de tension, un déphaseur à deux positions - θ et - θ , et enfin une cathode suiveuse d'adaptation d'impédance.

III - II - 1 - Sonde d'entrée -

III - II - 1.1 - Détermination de l'impédance minimum de la sonde -

Notre théorie est basée sur l'hypothèse fondamentale d'une impédance infinie aux bornes de sortie du pont (bornes détecteur). Il faudra donc satisfaire cette condition pour obtenir des résultats convenables. En effet, si cette impédance n'est pas suffisamment élevée, on pourra montrer que les deux réseaux φ_X et φ_Y deviennent deux réseaux de cercles à points limites variables, et, par conséquent, les arcs φ_X ne seront plus indépendants des grandeurs à mesurer C et D.

Pour avoir l'ordre de grandeur de l'impédance minimum $\bar{Z}$ existant aux bornes de sortie, prenons la formule générale de $\bar{T}$ tenant compte de cette impédance $\bar{Z}$ ainsi que celle $\bar{S}$ du générateur $\bar{E}$:

$$\bar{T} = \frac{\bar{U}}{\bar{E}} = \frac{\bar{Z}_N \bar{Z}_B - \bar{Z}_A \bar{Z}_X}{(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B)(\bar{Z}_N + \bar{Z}_X) + \frac{\bar{S}}{\bar{Z}}(\bar{Z}_N + \bar{Z}_A)(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X) + \bar{S}(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B + \bar{Z}_N + \bar{Z}_X) + \frac{\bar{Z}_B \bar{Z}_X}{\bar{Z}}(\bar{Z}_A + \bar{Z}_N) + \frac{\bar{Z}_A \bar{Z}_N}{\bar{Z}}(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X)}$$

Nous retrouverons notre expression :

$$\bar{T} = \frac{\bar{Z}_B}{\bar{Z}_A + \bar{Z}_B} - \frac{\bar{Z}_X}{\bar{Z}_N + \bar{Z}_X}$$

si seul le premier terme du dénominateur existe, autrement dit si les expressions :

$$\frac{\bar{S}}{\bar{Z}}(\bar{Z}_N + \bar{Z}_A)(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X); \bar{S}(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B + \bar{Z}_N + \bar{Z}_X); \frac{\bar{Z}_B \bar{Z}_X}{\bar{Z}}(\bar{Z}_A + \bar{Z}_N) + \frac{\bar{Z}_A \bar{Z}_N}{\bar{Z}}(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X);$$

sont négligeables devant $(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B)(\bar{Z}_N + \bar{Z}_X)$.

Nous remarquons déjà que l'impédance $\bar{S}$ de la source étant généralement faible, seuls les deux derniers termes sont prédominants et équivalents en grandeurs. Dès lors, il suffira d'assurer que :

$$(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B)(\bar{Z}_N + \bar{Z}_X) \gg \frac{\bar{Z}_A \bar{Z}_N}{\bar{Z}}(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X) \quad (III - 1)$$

Si nous posons $(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B)(\bar{Z}_N + \bar{Z}_X) = X + jY$

$$\text{et } \frac{\bar{Z}_A \bar{Z}_N}{\bar{Z}}(\bar{Z}_B + \bar{Z}_X) = \Delta X + j \Delta Y,$$

l'inégalité (III-1) se traduira par : $\sqrt{X^2 + Y^2} \neq \sqrt{(X + \Delta X)^2 + (Y + \Delta Y)^2}$ (a)

$$\text{et : } \frac{Y}{X} \neq \frac{Y + \Delta Y}{X + \Delta X} \quad (b)$$

Prenons seulement la condition a) qui est la plus difficile et fixons une limite ζ telle que

$$\sqrt{(X + \Delta X)^2 + (Y + \Delta Y)^2} = (1 \pm \zeta) \sqrt{X^2 + Y^2}$$

Cet écart $\zeta \sqrt{X^2 + Y^2}$ va donc introduire une erreur ζT au module de T : en effet

$$T = \frac{|\bar{Z}_N \bar{Z}_B - \bar{Z}_A \bar{Z}_X|}{\sqrt{X^2 + Y^2}}$$

$$\text{d'où } \left| \frac{\Delta T}{T} \right| = \left| \frac{\Delta \sqrt{X^2 + Y^2}}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \right| = \zeta \text{ ou } \Delta T = \zeta T$$

Il nous reste maintenant à définir les valeurs des impédances pour le cas le plus défavorable. A priori nous constatons que le deuxième membre de l'inégalité (III-1) croît plus vite avec $\bar{Z}_N$ et $\bar{Z}_X$ que le premier membre. Par conséquent, nous allons prendre les valeurs maximales de $\bar{Z}_X$ et $\bar{Z}_N$ pour définir une limite inférieure à $\bar{Z}$. Dans ce cas, il nous est raisonnable d'adopter le départ - θ (puisque D_X est maximum), et d'évaluer dans le plan α, β la valeur maximum de ζ . Etudions l'instant où le réglage de C_N est terminé (C_N voisine de C_X , par conséquent $\bar{Z}_N$ maximum) (figure III-2).

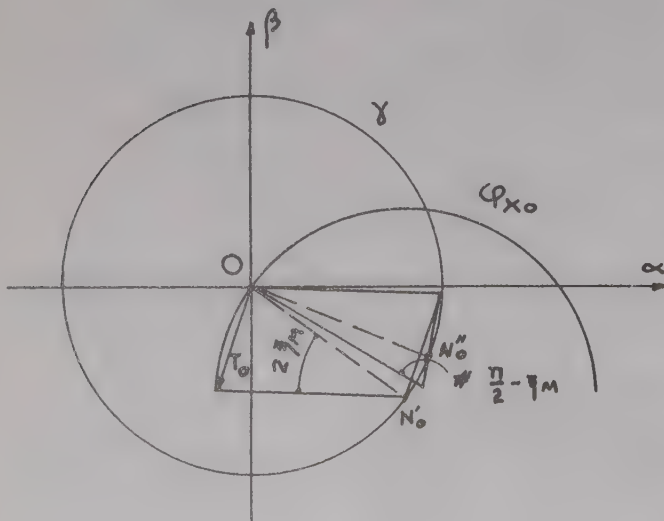


figure III-2

Au lieu d'arrêter le vecteur somme $\bar{U} + \bar{R}_{Xd} \bar{E}$ au point N'_0 , nous arrêtons prématurément en N''_0 . L'erreur commise sur le vecteur somme est donc très voisine de :

$$\zeta T_0 \cos\left(\frac{\pi - 2\epsilon_M}{2}\right) =$$

$$\zeta T_0 \sin \epsilon_M = 2\zeta R_X \sin^2 \epsilon_M \neq 0,037 \zeta$$

Or, nous avons vu à la fin du chapitre II que l'erreur δ commise sur ce vecteur doit être au maximum égale à $\delta = 2,8 \cdot 10^{-5}$.

$$\text{Nous en déduisons donc : } \zeta = \frac{2,8 \cdot 10^{-5}}{0,037} = 7,6 \cdot 10^{-4}$$

Nous sommes donc en mesure de calculer la valeur minimum de $\bar{Z}$ que nous allons supposer être une résistance pure R . Cherchons d'abord les expressions numériques des deux membres de l'inégalité (III-1) :

$$\bar{Z}_A = \bar{Z}_B = \frac{20 \cdot 10^3}{1 + j \cdot 0,0257} \neq 20 \cdot 10^3 - j 0,514 \cdot 10^3$$

$$\bar{Z}_N \neq \frac{1 + j \cdot 4 \cdot 10^{-4}}{j \cdot 10^{-10} \times 2 \pi \cdot 10^3} \neq 0,636 \cdot 10^3 - j 1,59 \cdot 10^6$$

$$\bar{Z}_X \neq \frac{1 + j 0,56}{j \cdot 10^{-10} \times 2 \pi \cdot 10^3} \neq 0,89 \cdot 10^6 - j 1,59 \cdot 10^6$$

$$\begin{aligned} \text{Soit } (\bar{Z}_A + \bar{Z}_B) (\bar{Z}_N + \bar{Z}_X) &\neq (40 - j 1,028) (0,89 - j 3,18) \cdot 10^9 \\ &\neq (32,37 - j 128,1) 10^9 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{et } \frac{\bar{Z}_N \bar{Z}_A}{R} (\bar{Z}_B + \bar{Z}_X) &\neq (-803 - j 31.800) (910 - j 1,59 \cdot 10^3) \cdot \frac{10^9}{R} \\ &\neq \frac{10^{15}}{R} (-51,3 - j 30,2) \end{aligned}$$

$$\text{Soit donc : } X = 32,37 \cdot 10^9 \quad Y = -128,1 \cdot 10^9$$

$$\Delta X = -51,3 \frac{10^{15}}{R} \quad \Delta Y = -30,2 \frac{10^{15}}{R}$$

$$\text{et } (X + \Delta X)^2 + (Y + \Delta Y)^2 = (1 \pm \zeta)^2 \cdot (X^2 + Y^2)$$

$$\text{soit } |\zeta| = \frac{X \cdot \Delta X + Y \cdot \Delta Y + \frac{1}{2}(\Delta X)^2 + \frac{1}{2}(\Delta Y)^2}{X^2 + Y^2}$$

$$\text{ou } |\zeta| \neq \left[2210 \frac{10^{24}}{R} + 2770 \frac{10^{30}}{R^2} \right] \frac{1}{17.445 \cdot 10^{18}}$$

Si R est de l'ordre de $10^8 \Omega$ le terme en $\frac{1}{R^2}$ est faible devant celui en $\frac{1}{R}$ et nous pouvons

$$\text{écrire : } 2210 \frac{10^{24}}{R} = 17.445 \cdot 10^{21} \quad |\zeta| \neq 1,36 \cdot 10^{19}$$

$$\text{Soit } R = 166 \text{ M}\Omega$$

En réalité, pour tenir compte également du second terme prédominant du dénominateur de $\bar{T}$, il faudrait avoir une impédance plus élevée encore. Mais nous nous trouvons dans un cas extrême où C_X est minimum avec D_X maximum, ce qui ne se trouve pas souvent en pratique. Si nous remarquons que la valeur minimum de R décroît très vite lorsque C_X augmente, nous pourrions nous contenter de $100 \text{ M}\Omega$ comme base de nos calculs. En fait, nous verrons que nous pourrions obtenir n'importe quelle impédance en jouant sur la compensation de la résistance d'une inductance.

III - II - 1.2 - Réalisation de l'impédance $\bar{Z} = R$.

A priori il nous semblait possible d'obtenir $100 \text{ M}\Omega$ shuntés par quelques picofarads avec une sonde cathodique à tubes. Mais les essais nous ont montré qu'il ne suffit pas d'avoir une telle sonde car il existe déjà aux bornes de sortie du pont, une impédance parasite interne très faible. Ces résultats de l'expérience nous ont permis d'ailleurs de parler de cette impédance parasite introduite par construction dans l'étude technologique du pont, au chapitre I. Par la suite, nous avons mesuré ses deux composantes parallèles C_p et R_p au Q-mètre Férisol type M 803 A à 1000 Hz :

$$C_p = 426 \text{ pF}$$

$$R_p = 6,4 \text{ M}\Omega$$

(III - 2)

Ces mesures ont été faites en laissant les bornes C_X libres et en déconnectant la jonction en A de C_N du pont. En outre, nous avons pris soin de nous assurer que le silicagel placé à l'intérieur du pont était encore bon.

L'existence de C_p et de R_p exige donc un réseau résonnant parallèle pouvant englober à la fois C_p et R_p et présenter à la résonance une impédance équivalente uniquement résistive de valeur minimum $100 \text{ M}\Omega$. Nous verrons plus loin la solution que nous avons apportée à cette difficulté, mais auparavant, nous allons étudier le montage à grande résistance d'entrée dont les caractéristiques nous seront nécessaires pour l'étude de la sonde d'entrée.

III - II - 1.3 - Montage à grande résistance d'entrée -

Ce montage recueille la tension $\bar{U}$ aux bornes du réseau résonnant parallèle, aussi, doit-il présenter au moins une résistance d'entrée très forte pour ne pas trop amortir ce réseau (sa capacité d'entrée sera englobée dans la capacité de résonance).

Nous avons adopté le schéma de la figure III - 3.

Pour un tel montage, si nous prenons deux triodes identiques de coefficient d'amplification μ et de résistance interne r_p , le gain K est réel et vaut théoriquement :

$$K = \frac{e_2}{e_1} = \frac{\mu [R_K (\mu + 1) + r_p]}{r_p (2 + \mu) + R_K (\mu^2 + \mu)}$$

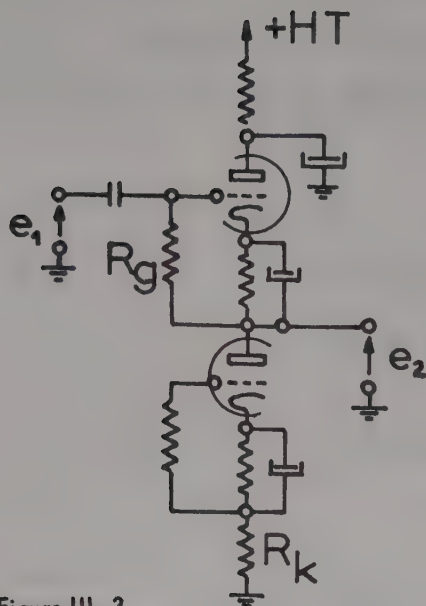


Figure III-3

et la résistance d'entrée qui a comme valeur :

$$R_e = \frac{R_g}{1 - K}$$

sera d'autant plus forte que K est plus près de l'unité, ceci nous dicte donc le choix des éléments μ , R_K , R_{g1} , les plus grands possibles, tout en ayant r_p faible.

Notre montage utilise un double triode 12AX7 dont μ et r_p valent :

$$\mu = 100 \quad r_p = 65 \text{ K}\Omega$$

Par ailleurs, nous avons adopté $R_K = 100 \text{ K}\Omega$ et $R_{g1} = 1 \text{ M}\Omega$, ce qui donne théoriquement :

$$K = \frac{101,65}{101,663} = 0,9998$$

$$\text{et } R_e = \frac{10^6}{0,0002} = 5.10^9 \text{ ou } 5000 \text{ M}\Omega$$

En réalité, une mesure au Q-mètre Férisol M 308 A à 1000 Hz n'a donné pour notre montage que les valeurs suivantes de l'impédance d'entrée :

$$R_e = 38 \text{ M}\Omega$$

$$C_e = 14 \text{ pF}$$

(III-3)

Cet énorme écart de valeur de R_e provient du fait que l'existence des capacités parasites entre électrodes et la charge de sortie non infinie, font chuter le gain K , et l'erreur relative sur R_e qui s'exprime par

$$\left| \frac{\Delta R_e}{R_e} \right| = \left| \frac{\Delta K}{1 - K} \right|$$

varie extrêmement vite avec l'erreur ΔK puisque $1 - K$ est très faible

La valeur de la résistance de fuite parasite du pont étant de beaucoup plus faible, nous n'avons pas cru utile de perfectionner ce montage, car, comme nous allons le voir, notre réseau résonnant est suffisamment bon pour le compenser.

AUTRES CARACTERISTIQUES EXPERIMENTALES DU MONTAGE :

- Tension maximum sans saturation : 100 volts crête à crête (70 volts efficaces)
- Affaiblissement (mesuré au phasemètre Muixhead D 729 BM) : environ - 0,2 db ($K \neq 0,976$)
- Résistance de sortie : $\neq 1400 \Omega$

III - II - 1.4 - Réseau résonnant parallèle -

III - II - 1.4.1 - Influence de R_p et R_e -

Nous savons maintenant que ce réseau doit :

- 1) - absorber toutes les capacités parasites provenant
 - du pont,
 - du montage à grande résistance d'entrée,
 - des connexions ,
- 2) - annuler l'influence des résistances de fuite R_p du pont , et R_e d'entrée du montage à grande résistance d'entrée .

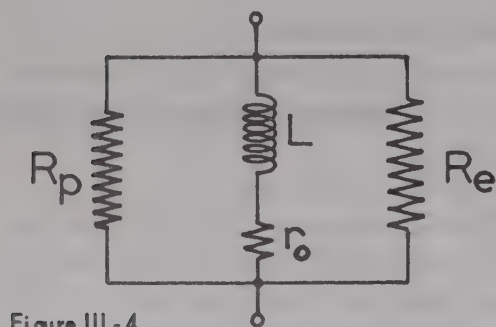


Figure III - 4

La condition exprimée par 1) est facile à réaliser ; par contre, celle de 2) est beaucoup plus exigeante . Si nous ne considérons que l'inductance amortie par les résistances R_p et R_e , nous allons voir que l'influence de ces dernières se traduit comme une augmentation de la résistance r de l'inductance. (figure III - 4).

L'impédance équivalente de ce réseau s'écrit :

$$\frac{r_o R_p R_e [R_p R_e + r_o (R_p + R_e)] + L^2 \omega^2 (R_p + R_e) R_p R_e}{[R_p R_e + r_o (R_p + R_e)]^2 + L^2 \omega^2 (R_p + R_e)^2} + j L \omega \frac{R_p^2 R_e^2}{[R_p R_e + r_o (R_p + R_e)]^2 + L^2 \omega^2 (R_p + R_e)^2}$$

Tout se passe donc comme si à la place de l'inductance L , r_o , on avait une inductance d, r , telle que

$$d = L \frac{R_p^2 R_e^2}{[R_p R_e + r_o (R_p + R_e)]^2 + L^2 \omega^2 (R_p + R_e)^2} \quad (III - 4)$$

$$\text{et } r = r_o \frac{R_p R_e [R_p R_e + r_o (R_p + R_e)] + \frac{L^2 \omega^2}{r_o} (R_p + R_e) R_p R_e}{[R_p R_e + r_o (R_p + R_e)]^2 + L^2 \omega^2 (R_p + R_e)^2}$$

III - II - 1.4.2 - Choix de l'inductance -

Nous recherchons une inductance de valeur assez forte pour avoir un coefficient de surtension Q élevé, et surtout, pour pouvoir utiliser comme unique capacité additive, une capacité de réglage à air, donc, de valeur ne dépassant pas 500 pF. Compte tenu des capacités parasites C_p du pont et C_e du montage à grande résistance d'entrée, ainsi que de toutes les capacités de connexion (évaluées à une centaine de pF), nous avons réalisé une inductance avec une bobine de 2500 tours de fil $2/10^e$ dans un pot COFELEC en ferrinox (modèle en croix X 29).

Les mesures au Q-mètre indiquent à 1000 Hz :

$L = 30 \text{ henrys}$ $Q = 108 \text{ soit } r_o = 1,74 \text{ K}$

(III - 5)

Cette bobine sera donc en résonance à 1000 Hz avec une capacité parallèle totale de 845 pF.

III - II - 1.4.3 - Détermination de la résistance négative de compensation -

Toutes les valeurs des éléments entrant dans les formules (III - 4) sont maintenant connues (formules III - 2, III - 3 et III - 5) et nous constatons que

$$r_o (R_p + R_e) = 1,74 \times 44,4 \cdot 10^9 \ll R_p R_e = 6,4 \times 38 \cdot 10^{12}$$

$$\text{et } L^2 \omega^2 (R_p + R_e)^2 = 36 (44,4)^2 \cdot 10^{21} \ll R_p^2 R_e^2 = (6,4)^2 (38)^2 10^{24}$$

D'où $L = 30$ henrys

$$\text{et } r = r_o \left(1 + \frac{L^2 \omega^2}{r_o} \frac{R_p + R_e}{R_p R_e} \right) \\ = 1,74 (1 + 3,72) = 8,21 \text{ K}\Omega$$

$L = 30 \text{ henrys}$ $r = 8,2 \text{ K}\Omega$
--

(III-6)

A la fréquence de résonance, l'impédance équivalente d'un bon réseau parallèle peut être assimilée à une résistance pure de valeur

$$R = Q^2 r = \frac{L^2 \omega^2}{r}$$

Pour notre cas, cette résistance équivalente est de beaucoup inférieure à la limite $R = 10^8 \Omega$ que nous nous sommes fixée au paragraphe III - II - 1.1. En effet, avec les valeurs indiquées en (III-6) nous n'avons que :

$$R = \frac{(30 \cdot 2 \pi \cdot 10^3)^2}{8,2 \cdot 10^3} = 4,3 \text{ M}\Omega$$

soit un coefficient de surtension de 22,9.

Il sera donc nécessaire d'améliorer ce réseau en diminuant la résistance r par une résistance négative r_n en série. Déterminons la valeur de r_n pour avoir $R = 10^8 \Omega$:

$$r + r_n = \frac{L^2 \omega^2}{R} = \frac{35,5 \cdot 10^9}{10^8} = 355 \Omega$$

$$\text{soit } r_n = 355 - 8.200 = - 7845 \Omega$$

$r_n = - 7845 \Omega$

(III-7)

Cette condition remplie conduira à un coefficient de surtension Q de 530 environ.

III - II - 1.4.4 - Réalisation de la résistance négative r_n -

Nous utilisons le circuit d'émetteur d'un transistor unijonction SESCO 2 N 1671 A d'après le montage de la figure III - 5.

La courbe de la figure III - 6 traduit les résultats de mesures de la caractéristique statique d'émetteur à la température ambiante (nous n'avons relevé que la partie à pente négative).

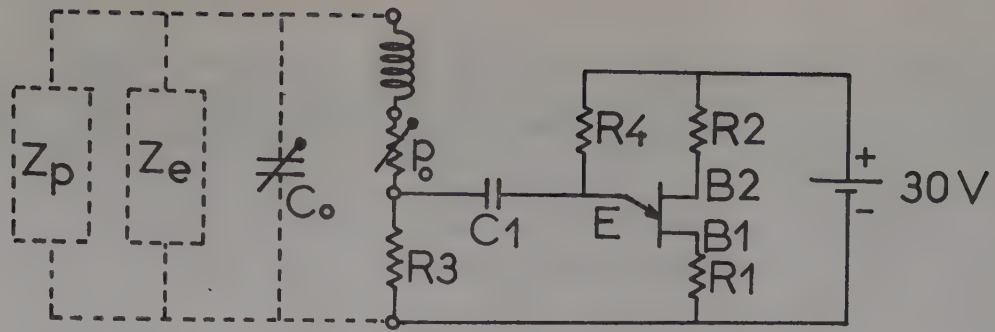


Figure III - 5

Le choix de $R_2 = 5\text{ K}$ permet d'obtenir une pente plus raide, c'est-à-dire, une résistance négative plus importante sans augmentation de la tension entre bases.

En adoptant comme point de fonctionnement $V_E = 8,5\text{ Volts}$ où la pente moyenne de la courbe est de $-4,7\text{ K}$. Aux bornes de la résistance R_3 prise égale à 10 K , tout se passe comme si on avait une résistance négative de valeur

$$R_E = - \frac{R_3 \times 4,7}{R_3 - 4,7} = - \frac{47}{5,3} = - 8,87\text{ K}$$

Le point de fonctionnement $V_E = 8,5\text{ volts}$ est obtenu par la valeur de R_4 égale à 60 K .

Le potentiomètre de réglage P_0 permet d'ajuster la valeur de la résistance résultante de l'inductance à la valeur r_n indiquée par la formule (III-7).

La réalisation de ce réseau a été assez délicate car il fallait trouver le point de fonctionnement, les valeurs des éléments C_1 et R_3 , de telle sorte qu'aucune oscillation ne prenne naissance dans le circuit d'émetteur lorsqu'on branche la sonde sur le pont, et ceci pour toutes les valeurs de C_X et C_N comprises dans la gamme de mesure, c'est-à-dire, 100 pF à 1150 pF . En effet, l'impédance interne du pont se trouve en série avec le circuit de l'émetteur, et à partir d'une certaine valeur de C_X et de D_X la droite de charge dynamique risque de couper en un autre point la caractéristique statique d'émetteur et donner naissance à des oscillations indésirables.

REMARQUE : Comme nous l'avons annoncé à la fin du paragraphe III-II-1.1, le réglage du potentiomètre P_0 permet d'obtenir une résistance équivalente R beaucoup plus grande que $10^9\ \Omega$ puisque nous disposons d'une réserve de résistance négative beaucoup plus importante que celle demandée.

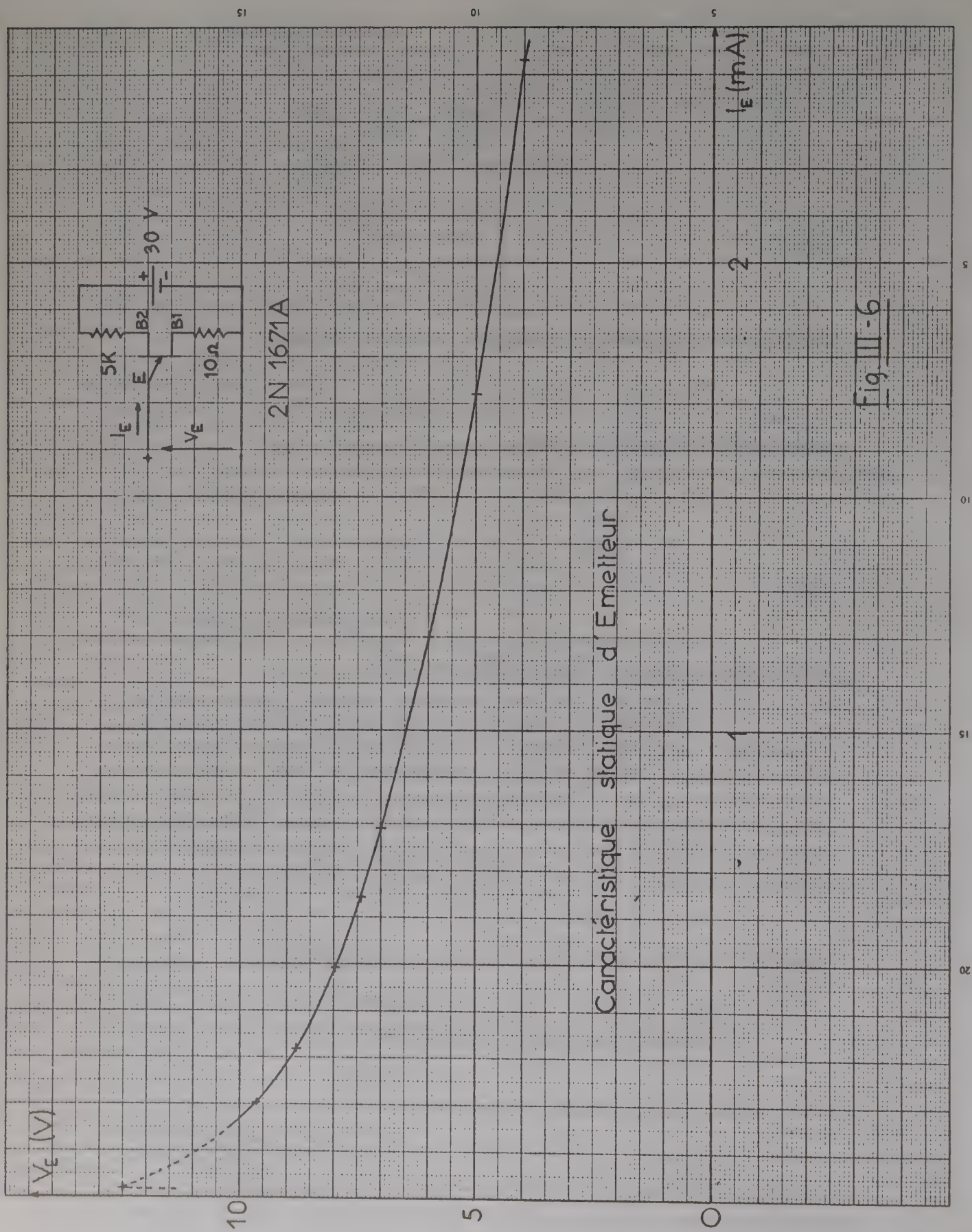


Fig. III-6

III - II - 2 - Cathode suiveuse (Adaptateur d'impédances) -

Derrière le montage à grande résistance d'entrée, nous trouvons un potentiomètre diviseur de tension P2 suivi d'une cathode suiveuse. Cette dernière permet d'attaquer le réseau additionneur par résistances, par une impédance de source faible et constante. Les quatre autres cathodes suiveuses que nous rencontrerons dans le détecteur sont identiques à celle-ci, et l'étude entreprise ci-dessous leur sera également valable.

Les caractéristiques essentielles demandées à ces montages sont : impédance d'entrée assez grande, impédance de sortie faible. Nous avons donc adopté le circuit de la figure III-7 :

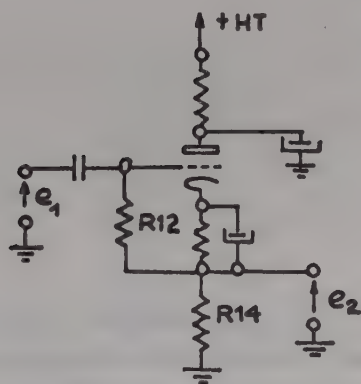


Figure III-7

Si μ , r_p , C_{gp} , C_{gk} , C_{ge} , sont le coefficient d'amplification, la résistance interne et les capacités parasites entre grille-plaque, grille-cathode, grille-masse, de la triode utilisée, l'impédance d'entrée d'un tel montage se compose d'une résistance R_e et d'une capacité C_e de valeurs théoriques :

$$R_e = \frac{R_{12}}{1 - K}$$

$$\text{avec } K = \frac{\mu}{\mu + 1 + \frac{r_p}{R_{14}}}$$

$$\text{et } C_e = C_{gp} + (1 - K)C_{gk} + C_{ge}$$

La résistance de sortie théorique vaut :

$$R_s = \frac{r_p}{(1 + \mu) + \frac{r_p}{R_{14}}}$$

Nous avons pris des tubes 12 AT7 dont μ et r_p valent respectivement 60 et 11 K Ω , et des résistances R12 et R14 de 768 K Ω et 8,2 K Ω , soit :

$$K = \frac{60}{62,34} = 0,962$$

$$R_e = \frac{768 \cdot 10^3}{0,038} = 20,5 \text{ M}\Omega$$

Cependant, pour des raisons analogues à celles déjà rencontrées avec le montage à grande résistance d'entrée (paragraphe III-II-13), la mesure au Q-mètre à 1000 Hz ne nous a donné qu'une résistance d'entrée de 6,5 M Ω .

De même, la résistance de sortie qui, théoriquement, devrait valoir :

$$R_S = \frac{11 \cdot 10^3}{61,34} \neq 180 \Omega$$

ne donne expérimentalement qu'environ 220Ω .

Le gain mesuré est de 0,936.

Quant à la capacité d'entrée, elle est en grande partie due aux connexions et câbles de liaison et sa valeur moyenne est évaluée à environ 30 pF .

En résumé, nos cathodes suiveuses sont caractérisées par :

$R_e \neq 6,5 \text{ M}\Omega$	(III - 8)
$C_e \neq 30 \text{ pF}$	
$R_S \neq 220 \Omega$	

III - II - 3 - Déphaseur -

Dans la branche élaborant le signal $k \vec{E} \cdot \vec{R}_{Xd}$, nous rencontrons à l'entrée, qui est branchée directement sur la source $\vec{E}$ en parallèle sur l'entrée du pont, un diviseur de tension de réglage, une cathode suiveuse, un réglage de tension de comparaison, un pont déphaseur, puis une cathode suiveuse qui attaque l'additionneur. Les cathodes suiveuses étant déjà étudiées ci-dessus au paragraphe III-II-2, c'est du pont déphaseur que nous allons examiner la réalisation.

Cet élément doit fournir les 2 déphasages $-\theta$ et $+\theta$ ($\theta \neq 1^\circ 29'$ et $\theta \neq 32^\circ 33'$) tout en gardant un module de tension constant à la sortie pour des variations de phase de quelques degrés autour de ces valeurs de θ et $+\theta$. C'est cette condition de constance de module, lorsqu'on passe de $-\theta$ à $+\theta$ et lorsqu'on règle le déphasage autour de $-\theta$ et de $+\theta$, qui a été la plus difficile à satisfaire, comme nous allons le constater.

Le dispositif de déphasage adopté, est un pont déphaseur à capacité et résistance (voir figure III - 1). La capacité est fixe et vaut 1000 pF , le déphasage est obtenu par la variation de la résistance. Si C et R sont les valeurs de ces deux éléments à un instant donné, le déphasage θ_d est donné par la formule : $\theta_d = -2 \text{ Arctg } R C \omega$.

En effet (figure III-8), la sortie étant branchée sur une impédance très grande (cathode suiveuse), nous pouvons écrire :

$$\bar{V} = \frac{\bar{E}_2}{2} + \bar{I} \frac{i}{C\omega} = \frac{\bar{E}_2}{2} + \bar{I} R$$

$$\text{soit } 2 \bar{V} = \bar{I} \left(R + \frac{i}{C\omega} \right)$$

$$\text{et avec } \bar{I} = \frac{\bar{E}_2}{R - \frac{j}{C\omega}}$$

$$\bar{V} = \frac{\bar{E}_2}{2} \frac{R + j/C\omega}{R - j/C\omega} = \frac{\bar{E}_2}{2} \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$\text{Soit } |V| = \left| \frac{\bar{E}_2}{2} \right|$$

$$\text{et } \theta_d = -2 \operatorname{Arctg} RC\omega$$

Notons, au passage, une expression qui nous servira un peu plus loin :

$$|V| = |I| \left| R + \frac{j}{C\omega} \right| \quad (\text{III-9})$$

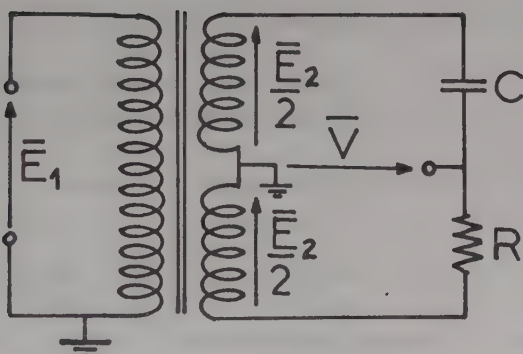


Figure III-8

Cependant, dans ces calculs, nous avons supposé que les pertes du transformateur étaient nulles.

En réalité, elles existent, ce qui explique la courbe du module de tension de sortie relevée à la sortie de la cathode suiveuse en fonction de la phase de la figure III-9 (cette courbe représente la vraie valeur de V aux bornes de sortie du pont déphaseur, puisque nous avons tenu compte de l'affaiblissement de -0,7 db et du déphasage de $0^\circ,28$ introduits par la cathode suiveuse).

Les mesures ont été effectuées aux phasemètres Muirhead D 729 BM. Le transformateur utilisé est un transformateur à écran et à point milieu de rapport 1/0,5 + 0,5 de LIE-BELIN réf. AY191.

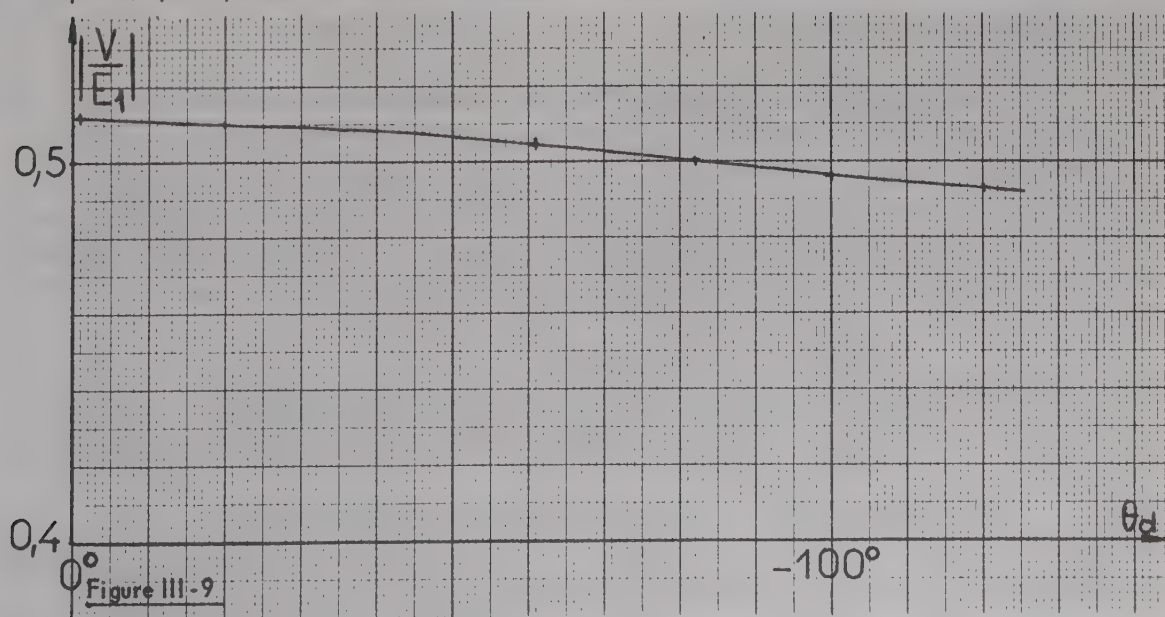


Figure III-9

L'explication de cette variation de module se trouve dans les pertes du transformateur. Si ρ_2 et λ_2 sont la résistance et l'inductance rapportée au secondaire, nous avons l'équation :

$$\bar{E}_1 \frac{n_2}{n_1} = \bar{E}_2 = \bar{E}_2 + \rho_2 \bar{I} + \lambda_2 \frac{d\bar{I}}{dt}$$

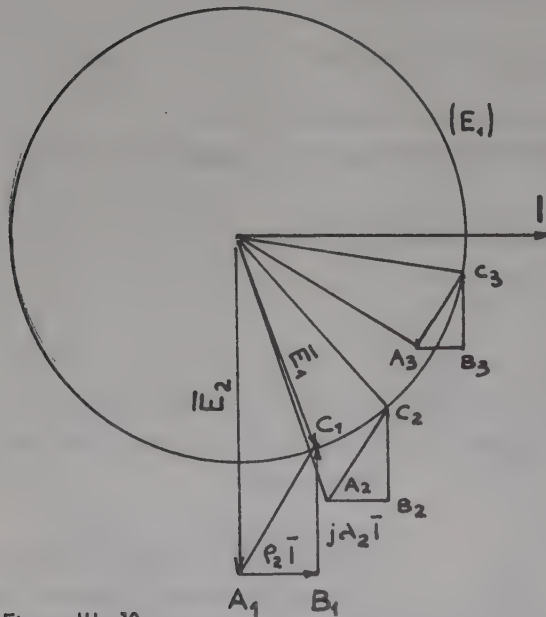


Figure III - 10

En passant dans la représentation vectorielle, les deux derniers termes sont représentés par le triangle de KAPP, et si nous agrandissons exagérément ce triangle, nous voyons l'explication de la variation de E_2 d'où celle de V (figure III - 10).

Au départ, lorsque la résistance R est nulle, c'est-à-dire, $\bar{I}$ déphasé de $+90^\circ$ sur $\bar{E}_2$, le courant a un module maximum.

La disposition du triangle de KAPP ($A_1 B_1 C_1$) montre que $E_2 > E_1$.

Ensuite, lorsque R augmente, le point C_1 se déplace sur le cercle (E_1) de rayon $E_1 = Cte$, tandis que, le module du courant diminuant, le triangle de KAPP

se réduit, tout en restant semblable à lui-même, et se trouve, par exemple, en $A_2 B_2 C_2$: l'écart entre E_2 et E_1 se réduit également. A partir d'une certaine valeur de R , E_2 devient plus faible que E_1 (θ_d aux environs de -80°) ; en effet, si nous considérons le cas où R est très grand, le triangle de KAPP peut se trouver en $A_3 B_3 C_3$ avec A_3 à l'intérieur du cercle (E_1), par conséquent $E_2 < E_1$.

Cette variation de E_2 , et, par la suite, de V est indésirable puisqu'elle ne permet pas l'indépendance des réglages de modules et de phases des différents circuits. Il nous faudra donc remédier à cet inconvénient.

En revenant à l'équation (III-9), nous constatons qu'il est possible d'ajuster V en jouant sur le courant I . La façon la plus simple consiste donc à brancher en parallèle sur R, C une résistance de charge variable avec la phase (figure III-1). Le sens de variation de I indique qu'il faut augmenter cette résistance de charge supplémentaire en même temps que R , ce qui nous a conduit à prendre deux potentiomètres couplés P3 pour le déphasage $-\theta$, et deux potentiomètres couplés P4 pour le déphasage $+\theta$. Ces quatre potentiomètres ont la même valeur ohmique de $4,7 \text{ K}\Omega$ (fig.III-1).

Le réglage a été fait par tâtonnement. Prenons d'abord le cas $-\theta$. Le module de V reste constant (du moins dans les limites de la précision recherchée, c'est-à-dire, une division du galvanomètre de sortie) lorsque le reste de la résistance de charge supplémentaire vaut environ $125 \text{ K}\Omega$.

Passons ensuite au cas θ . Pour retrouver le même module que précédemment, le reste de la résistance de charge vaut environ $94 \text{ K}\Omega$. A ce moment, par pur hasard, la variation de phase autour de $-\theta$ par la totalité de la course des potentiomètres P4 ne fait pas varier le module.

S'il en avait été autrement, nous serions obligés de changer le rapport des valeurs ohmiques de ces potentiomètres . .

III - II - 4 - Additionneur vectoriel . -

Les tensions $k\bar{U}$ et $k\bar{E} \cdot \bar{R}_{Xd}$ sont additionnées sur résistances (figure III - 11)

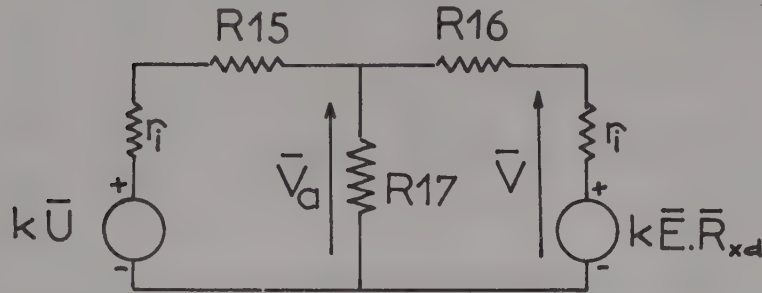


Figure III - 11

r_i représente la résistance interne des sources. En choisissant $R15 = R16$ et en posant :

$$\mathcal{R} = r_i + R15 + R17 = r_i + R16 + R17,$$

la tension $\bar{V}_a$ à la sortie vaut :
$$\bar{V}_a = k \frac{\bar{U} + \bar{E} \cdot \bar{R}_{Xd}}{2 + \frac{\mathcal{R} - R17}{R17}}$$

L'affaiblissement du réseau est donc d'autant plus faible que $R17$ est plus grande par rapport à $r_i + R15$ (ou $r_i + R16$). Ceci nous a amené à attaquer ce réseau d'addition par des cathodes suiveuses ($r_i \neq 220 \Omega$) et à adopter une valeur de $R15 = R16$ faible devant celle de $R17$. Cependant, il faut quand même que $R15$ et $R16$ soient grandes devant r_i pour qu'une fois ces deux résistances choisies de valeurs ohmiques égales, l'écart possible des résistances de sources r_i n'ait pas d'influence sur la précision.

Regardons par ailleurs quelle est l'interférence entre les deux sources .

Soit V la tension aux bornes de la source $k\bar{E} \cdot \bar{R}_{Xd}$:

$$V = k\bar{E} \cdot \bar{R}_{Xd} \left(1 - \frac{r_i \mathcal{R}}{\mathcal{R}^2 - (R17)^2} \right) + \frac{r_i k \cdot \bar{U} \cdot R17}{\mathcal{R}^2 - (R17)^2}$$

Le deuxième terme provenant de $\bar{U}$ risquerait donc d'être ramené jusqu'à $P1$ dont le curseur donne la tension du circuit de comparaison, et perturberait ainsi les mesures.

On s'aperçoit que cette interférence sera faible si $R15$ est grande devant r_i .

En effet, le deuxième terme peut s'écrire :

$$k \bar{U} \frac{r_i}{2 R_{15} + \frac{(R_{15})^2}{R_{17}}}$$

Il y a donc un compromis à faire entre gain maximum et interférence minimum.

Nous avons adopté :

$$R_{15} = R_{16} = 62 \text{ K } \Omega$$

$$R_{17} \neq 768 \text{ K } \Omega$$

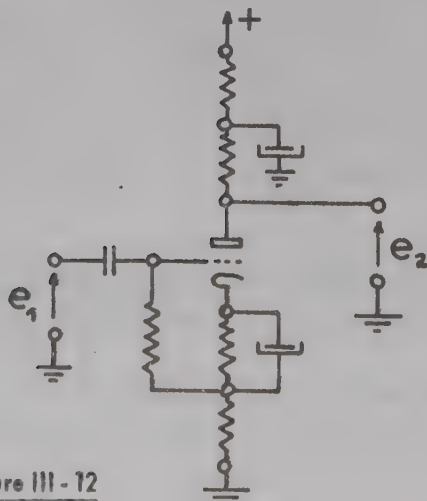
Le gain du réseau vaut alors environ 0,48 .

III - III - Circuit de comparaison des modules -

Nous incluons dans ce paragraphe les deux branches élaborant les modules $K |\bar{U} + \bar{R}_{Xd} \bar{E}|$ et $K |\bar{R}_X \bar{E}|$ et comportant un amplificateur de tension, une cathode suiveuse abaissant l'impédance interne de sortie et un doubleur de tension. La comparaison proprement dite se fait à l'étage final qui est un amplificateur différentiel dont la sortie sur plaques est branchée, soit sur un galvanomètre indicateur de zéro, soit sur un relais galvanométrique qui commande l'asservissement à séquences.

III - III - 1 - Amplificateurs de tension -

Ces éléments, dont un exemplaire se trouve dans chacune des deux voies, sont de simples amplificateurs à contre-réaction par courant (figure III - 12) . Nous avons adopté un tube 12 A7 qui permet de délivrer une tension assez grande à la sortie .



Caractéristiques mesurées :

- gain $\neq$ 9,5

- tension maximum délivrée à la sortie :
95 V eff

Figure III - 12

III - III - 2 - Doubleurs de tension -

La tension proportionnelle à $(\bar{U} + \bar{R}_{Xd} \bar{E})$, et celle proportionnelle à $(R_X \cdot \bar{E})$ (prise au curseur de P1), sont redressées par deux doubleurs de tension SCHENKEL. Ce type de montage permet d'avoir un point de masse commun à l'entrée et la sortie, et également un module de tension élevé (figure III - 13).

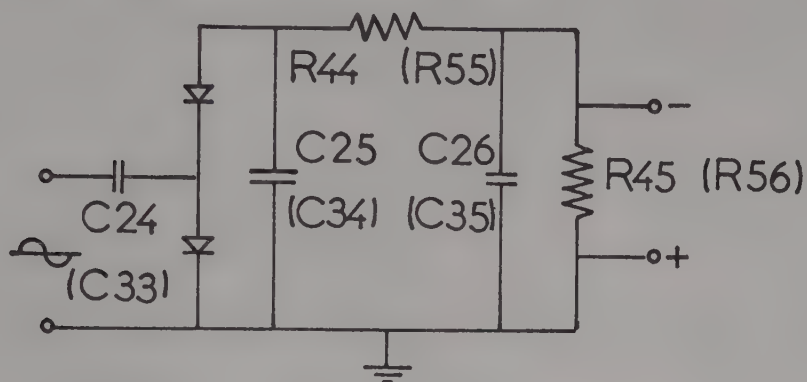


Figure III - 13

La tension de sortie élevée est obtenue par le grand rapport des valeurs de capacités de sortie C25 et d'entrée C24.

L'ondulation résiduelle est réduite fortement par le filtre passe bas R44, C26.

Avec les éléments suivants :

- diodes au silicium 14P2 SESCO (tension inverse 150 V C à C)
- C24 = C26 = 10 n F
- C25 = 0,22 μ F
- R44 = 100 K Ω
- R45 = 768 K Ω

la courbe de la figure III - 14 donne la tension continue de sortie en fonction de la tension alternative d'entrée (valeurs C à C).

Cette caractéristique est très linéaire à partir de 2 V C à C à l'entrée.

L'ondulation résiduelle est inférieure à 0,75 ‰.

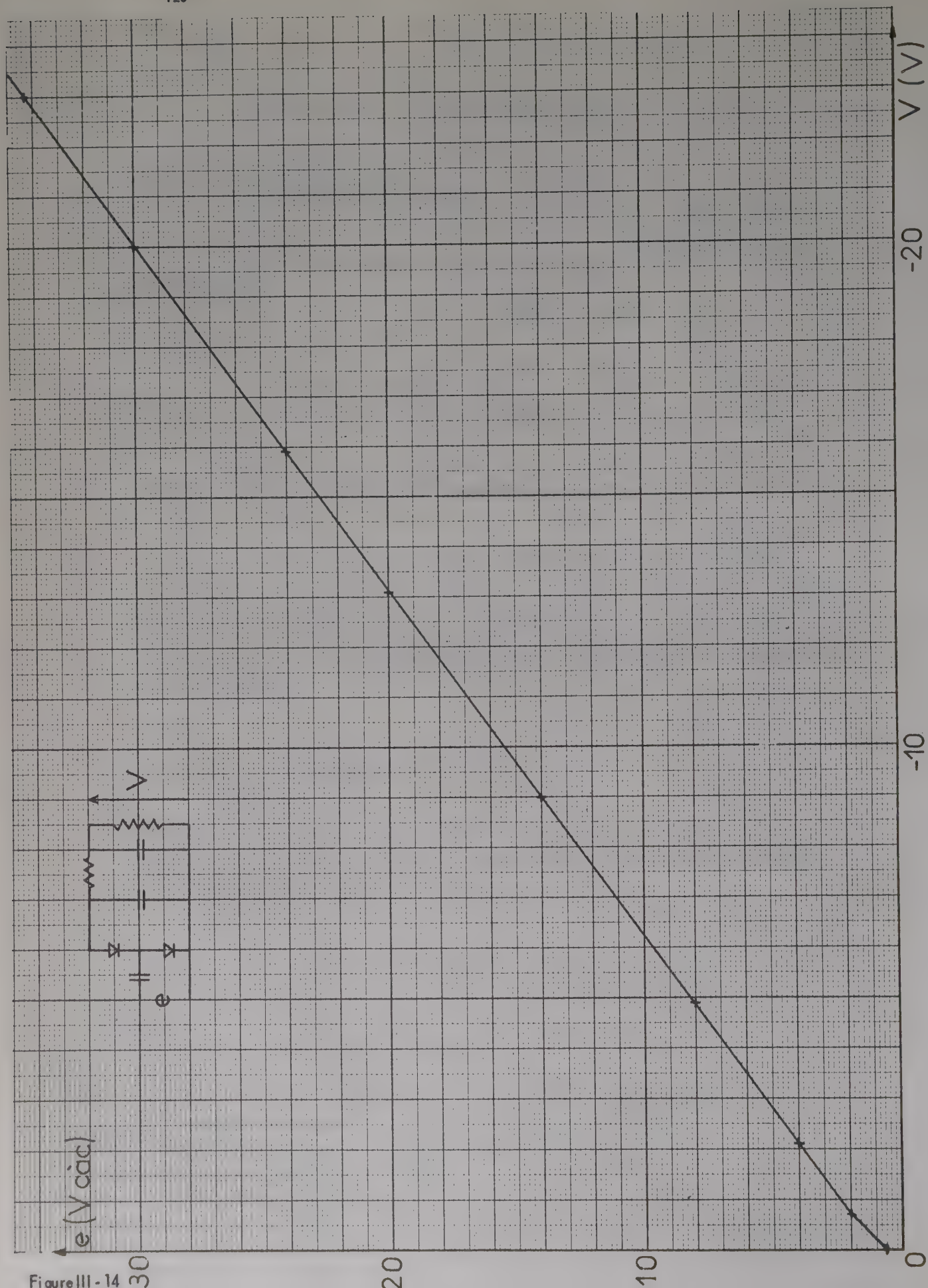


Figure III - 14

III - III - 3 - Amplificateur différentiel . -

C'est cet amplificateur qui doit fournir l'indication de l'écart, soit sous forme visuelle par un galvanomètre à zéro central, soit sous forme de commande d'un asservissement par l'intermédiaire d'un relais galvanométrique polarisé. Ceci indique donc qu'il doit fournir un grand gain en courant, tout en ayant une dérive faible. Ce dernier impératif est assuré par une pentode de grande résistance interne insérée dans le circuit commun des cathodes des deux tubes amplificateurs (fig III - 15)

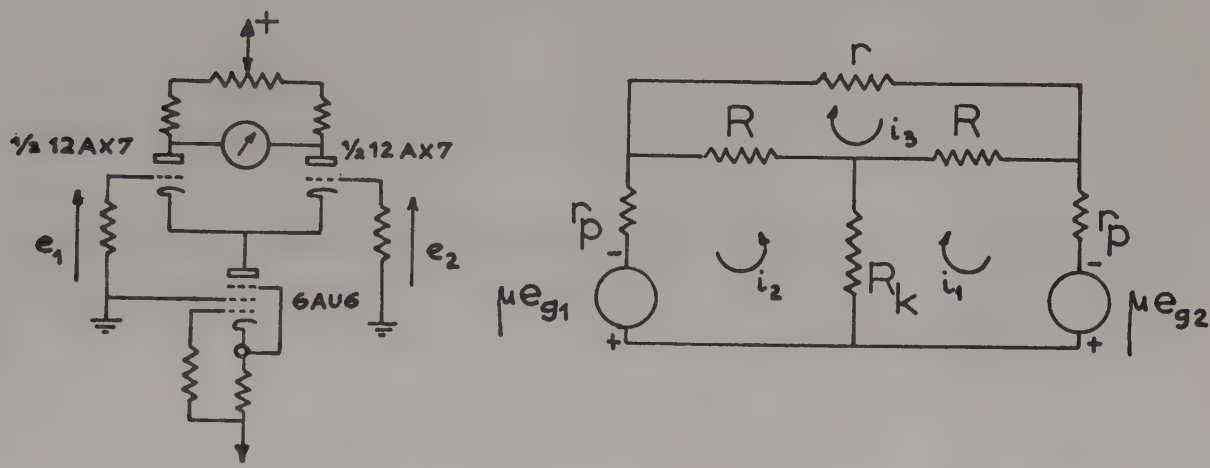


Figure III - 15

En désignant par r la résistance du galvanomètre, R la résistance de plaque et r_p la résistance interne de chaque tube d'entrée, ainsi que par R_K la résistance de cathode, le schéma équivalent du montage (figure III - 15) fournit les équations suivantes :

$$\mu e_{g_1} = \mu [e_1 - R_K (i_1 + i_2)] = i_1 R_K + i_2 (R_K + R + r_p) + i_3 R$$

$$\mu e_{g_2} = \mu [e_2 - R_K (i_1 + i_2)] = i_1 (R_K + R + r_p) + i_2 R_K - i_3 R$$

$$0 = -i_1 R + i_2 R + i_3 (2R + r)$$

On en déduit :

$$i_3 = \frac{\begin{vmatrix} R_K (1 + \mu) & R + r_p + R_K (1 + \mu) & \mu e_1 \\ R + r_p + R_K (1 + \mu) & R_K (1 + \mu) & \mu e_2 \\ -R & R & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_K (1 + \mu) & R + r_p + R_K (1 + \mu) & R \\ R + r_p + R_K (1 + \mu) & R_K (1 + \mu) & -R \\ -R & R & 2R + r \end{vmatrix}}$$

$$i_3 = \frac{\mu (e_2 - e_1)}{2 + \frac{r}{R} (R + r_p)}$$

Nous avons réalisé ce montage avec une triode double 12 AX7 et une pentode 6 AU6. Le galvanomètre est un microampèremètre d'échelle totale $25 \mu\text{A}$ (- 12,5 - 0 - + 12,5) de résistance propre $r = 2,800 \text{ K}\Omega$ (micro ampèremètre CHAUVIN - ARNOUX, série TELERAMIC S à suspension tendue, antichocs). La charge de plaque est choisie égale à $R = 68 \text{ K}\Omega$.

Si nous prenons $r_p = 60 \text{ K}$, $\mu = 100$, le gain en courant théorique sera de :

$$\frac{i_a}{e_2 - e_1} = \frac{100}{\left(2 + \frac{2,8}{68}\right)(68 + 60)} = 0,384 \text{ mA} / \text{V} \text{ ou } 0,384 \mu\text{A/mV}$$

En réalité, au point de fonctionnement de notre montage, les valeurs de r_p et de μ sont différentes des valeurs théoriques et nous avons trouvé un gain en courant d'environ $0,35 \mu\text{A/mV}$.

REMARQUES : 1) - Ce gain chutera légèrement lorsque nous mettrons à la place de ce micro.ampère-

mètre, le relais galvanométrique, car ce dernier, tout en permettant les contacts à $\pm 1 \mu\text{A}$, possède une résistance de l'ordre de $10 \text{ K}\Omega$.

2) - Nous n'avons pas tenu compte du réseau limiteur de courant par diodes, branché en parallèle sur r , puisque, seule, la sensibilité autour du zéro nous intéresse, et dans cette zone, ce circuit limiteur présente une résistance très grande.

III - IV - Les circuits de réglages -

Pour respecter l'addition $\bar{U} + \bar{R}_{Xd} \bar{E}$ et la soustraction $|\bar{U} + \bar{R}_{Xd} \bar{E}| - |\bar{R}_X \bar{E}|$ de notre théorie, il faut que, d'une part, les deux voies de l'addition aient exactement le même gain, et que, d'autre part, le circuit d'addition et le circuit élaborant le signal de référence $\bar{R}_X \bar{E}$ aient également le même gain. Ceci explique la nécessité des potentiomètres P1 et P2, ainsi que la tension de référence pour le circuit $\bar{U}$ prise directement aux bornes d'un diviseur de tension à l'entrée $\bar{E}$ du détecteur.

D'autre part, il faut également prévoir des réglages internes du circuit de déphasage, de la sonde d'entrée, de l'amplificateur différentiel de sortie.

III - IV - 1 - Réglage des modules de tensions -

La voie $\bar{R}_{Xd} \bar{E}$ ne comporte aucun réglage. Ce sera donc le gain de référence. En mettant l'entrée $\bar{U}$ à la masse par l'intermédiaire du Jack J1, on peut annuler l'écart à la sortie grâce au potentiomètre P1, et, à ce moment là, $|\bar{R}_X \bar{E}| = |\bar{R}_{Xd} \bar{E}|$ (nous voyons ainsi la nécessité déjà citée en III - II - 3 des réglages indépendants de gain et de phase, puisque, plus tard, lorsqu'on régler la phase - θ ou - Θ , le réglage de modules que nous venons d'effectuer ne devra pas être démolie)

Le réglage de la voie $\bar{U}$ nécessite une tension de référence. En effet, si cette voie prend le signal $\bar{U}$ en entier, la voie $\bar{R}_{Xd} \cdot \bar{E}$ ne doit prendre que le rapport de R_{Xd} de E

$$R_{Xd} = R_X = \frac{R_A (1 + Q_0^2)^{1/2}}{2(R_A + R_B)} \neq \frac{1,00033}{4} = 0,25008$$

Cela revient au même de dire que le gain de la voie $\bar{U}$ doit être 3,9987 fois celui de la voie $|\bar{R}_{Xd} \bar{E}|$. Il suffit donc de prélever à l'entrée de la voie $\bar{R}_{Xd} \cdot \bar{E}$ la fraction de 0,25008 fois la totalité de la tension, pour l'envoyer par l'intermédiaire du Jack J1 à l'entrée de $\bar{U}$; et en mettant le circuit $\bar{R}_{Xd} \bar{E}$ à la masse par le Jack J2, on règle le gain de la voie $\bar{U}$ avec le potentiomètre P2 jusqu'à l'annulation de l'écart. Dans cette opération, c'est le gain du circuit de tension de référence $R_X E$ qui sert de référence, d'où la nécessité de suivre l'ordre des réglages comme nous venons de le faire (P1 réglé avant P2).

Le diviseur de tension pour la référence de réglage du circuit $\bar{U}$ se compose de quatre résistances à 1 % de 47 K sélectionnées au pont de Wheatstone de manière à respecter le plus possible le rapport R_X calculé plus haut. L'expérience nous a montré d'ailleurs qu'un petit écart avec la valeur théorique ne donne pas d'erreurs appréciables sur les mesures du détecteur.

III - IV - 2 - Réglages internes et commutation -

Comme réglages internes, nous avons ceux du pont déphaseur (module constant) dont nous avons déjà parlé en III-II-3, et celui de l'amplificateur différentiel. Ce dernier réglage se fait en mettant le contact K2 sur réglage (les deux grilles sont reliées à un même potentiel), et en réglant le potentiomètre P3 jusqu'à l'annulation de l'écart.

Les contacteurs de commutations comprennent, outre K2 que nous venons de citer et les Jacks J1, J2, les contacteurs doubles K3 dirigeant l'écart, soit sur le micro ampèremètre, soit sur le relais galvanométrique, et K1 qui permet la commutation de la phase - θ à la phase - $\bar{\theta}$, et vice-versa.

III - V - Quelques détails techniques de réalisation -

Il serait très long d'exposer tous les détails auxquels nous avons dû avoir recours pour obtenir les meilleures performances des différents circuits (interactions réduites, bruits de fond et souffles minimums). Nous allons nous contenter d'indiquer quelques points essentiels.

III - V - 1 - Sonde d'entrée -

La sonde d'entrée comprenant le réseau résonnant et le montage à très grande résistance

d'entrée, est enfermée dans un boîtier blindage en étain. Cette précaution empêche ce réseau de recueillir les signaux parasites se trouvant dans l'enceinte même du détecteur.

Le boîtier de la sonde est fixé à l'intérieur du blindage général du détecteur. Le signal $\bar{U}$ du pont est amené aux bornes du réseau résonnant par l'intermédiaire d'un câble blindé dont la capacité est englobée dans la capacité d'accord.

Pour éviter les oscillations dangereuses lorsque l'on débranche ce câble du pont, nous avons réalisé une prise spéciale qui, une fois retirée des bornes de sortie du pont, met automatiquement en parallèle sur le réseau résonnant une résistance de $470\text{ K}\Omega$. Cette inversion de connexions est assurée par un bouton poussoir repos-travail. Le branchement sur le pont met le contact - travail - par l'action d'un doigt réglable, et cette position est maintenue par deux ressorts à lames comme l'indique la figure III - 16.

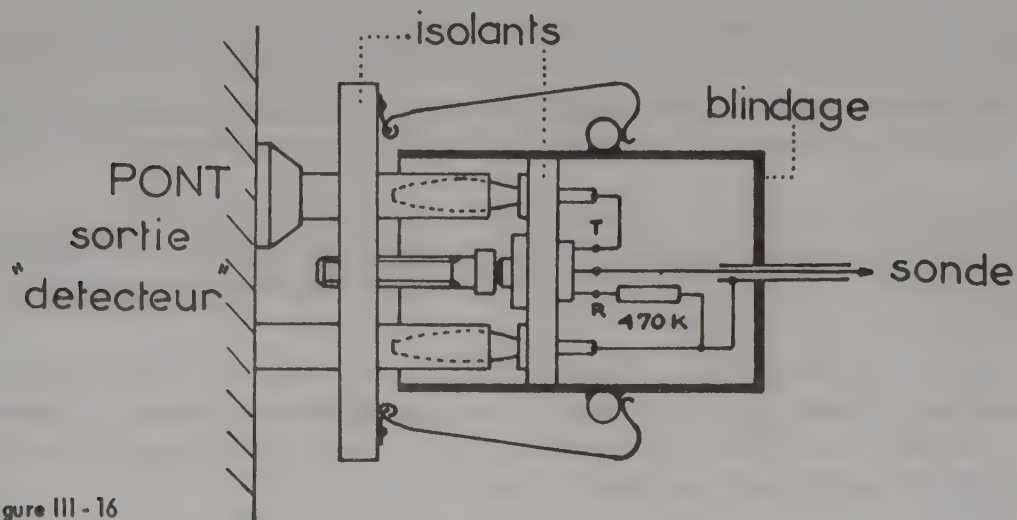


Figure III - 16

III - V - 2 - Les connexions de masse -

La solution d'un point de masse unique n'ayant pas donné de meilleurs résultats, nous avons adopté le blindage général du détecteur comme masse commune.

III - V - 3 - Répartition des tubes -

Puisque nous utilisons des triodes doubles, nous avons pris soin de mettre autant que possible les deux moitiés d'un même tube dans un même circuit $\bar{U}$, $\bar{R}_{X_d} \bar{E}$ ou $\bar{R}_X \bar{E}$, pour éviter toute interaction nuisible par capacités entre électrodes, entre les signaux des circuits différents.

III - V - 4 - Règlages des tensions -

Dans le dessein de disposer d'une grande souplesse d'utilisation, chacun des potentiomètres P1 et P2, comporte, en réalité, un potentiomètre de réglage fin et un potentiomètre double de réglage gros, montés suivant le schéma de la figure III - 17 .

III - VI - Règlages du détecteur -

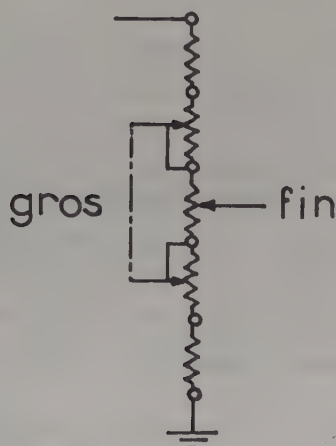


Figure III - 17

Les différentes opérations dont nous allons indiquer la marche à suivre et l'ordre chronologique, semblent a priori assez nombreuses, mais, en réalité, la plupart d'entre elles sont à faire une fois pour toutes, ou, tout au moins, à ne vérifier que périodiquement. Le seul important réglage avant chaque mise en mesure consiste à régler la tension E de telle sorte qu'on retrouve le même gain sur les trois voies $\bar{U}$, $\bar{R}_{X_d} \bar{E}$ et $\bar{R}_X \bar{E}$, car il est très difficile de réaliser des gains absolument linéaires, pour que l'écart, très amplifié, puisse rester rigoureusement au zéro pour toutes les amplitudes de E .

Avant d'aborder les réglages, regardons quelle est la valeur du module E nécessaire pour respecter la précision .

III - VI - 1 - Module E nécessaire pour la précision -

Nous avons vu au chapitre II qu'il faut une sensibilité relative δ de $2,83 \cdot 10^{-5}$ pour observer la précision du pont. Le gain de notre détecteur étant connu, nous allons remonter de la sortie jusqu'à l'entrée pour évaluer le module minimum E .

En admettant que nous prenions $1 \mu A$, c'est-à-dire une graduation du galvanomètre de sortie comme sensibilité du détecteur, à l'entrée de l'amplificateur différentiel, le plus faible signal détecté est donc de $2,86 \text{ mV}$ (gain $0,35 \mu A/mV$ d'après le paragraphe III III - 3). La courbe de gain du doubleur de tension (figure III - 14) nous indique qu'à l'écart de $2,86 \text{ mV}$, correspond une différence de $4,28 \text{ mV}$ des tensions, crête à crête, à la sortie des cathodes suiveuses d'attaque. En amont de ces dernières, le gain du reste de la chaîne est très voisin de $2,36$, ce qui nous amène à une valeur crête à crête de :

$$E = \frac{10^{-5}}{2,83} \times \frac{4,28}{2,36} = 0,642 \cdot 10^{-5} \text{ mV c à c}$$

soit un module E d'environ $22,6 \text{ Volts}$ efficaces .

Cependant la sensibilité relative déterminée au chapitre II correspond à un cas extrême , et, en pratique, l'expérience nous a montré que 10 volts efficaces suffisent pour la précision.

III - VI - 2 - Règlages complets de l'appareil -

Pour ces réglages, nous devons disposer de trois condensateurs, dont l'un de 1100 pF environ, et les deux autres de valeurs voisines de 500 pF . Les valeurs des pertes : nous allons les fixer au fur et à mesure de nos besoins .

III - VI - 2.1 - Sonde d'entrée -

Il s'agit de régler la capacité C_O et le potentiomètre P_O (figure III - 5) . Pour cela, nous avons effectué ces opérations successives :

III - VI - 2.1.1 - Règlage de la résistance négative -

- Débrancher la connexion reliant C_N au point A et laisser les bornes « Capacité Inconnue » libres. A ce moment là, le pont présente à ses bornes de sortie « Détecteur » l'impédance parasite seule (R_p, C_p) .
- Brancher la sonde sur les bornes « Détecteur » .
- Alimenter ensuite ces dernières avec la source E en série avec une résistance de valeur assez élevée (6 à 10 $M\Omega$) .
- En examinant les deux signaux, l'un aux bornes de la source, l'autre à la sortie de la sonde (bornes marquées « Sortie sonde ») à l'oscilloscope bicourbe , régler la capacité C_O jusqu'à la résonance (tension de sortie de la sonde maximum et déphasage nul entre les deux signaux) Régler ensuite le potentiomètre P_O jusqu'à ce que les deux signaux aient la même amplitude, rectifier C_O si nécessaire pour maintenir la résonance . Marquer la position du curseur de ce potentiomètre et le bloquer .

En principe, la sonde doit présenter maintenant une impédance d'entrée infinie .

III - VI - 2.1.2 - Règlage définitif de la capacité d'accord C_O -

Il est nécessaire de parfaire le réglage de cette capacité puisque la résistance mise en série avec la source donne une capacité parasite supplémentaire aux bornes de C_p . Pour cela, nous devons utiliser la capacité d'environ 1100 pF à laquelle nous mettons en série une résistance de

telle sorte que ce condensateur artificiel possède une perte assez importante, supérieure à 0,25 par exemple. Les opérations de réglage se déroulent comme suit :

- Démonter le montage précédent et remonter la connexion C_N du pont.
- Utiliser ce pont pour mesurer avec la méthode d'équilibrage classique les valeurs exactes de C et D du condensateur précédent. Déterminer ensuite par le calcul la valeur du vecteur $\bar{T}_O$, c'est-à-dire son module T_O et l'angle caractéristique 2ξ , d'où sa phase $-\left(\frac{\pi}{2} + 2\xi + \theta\right)$ par rapport à $\bar{E}$. La grande perte D a été choisie à dessein pour réduire l'erreur apportée par θ lorsque le pont est mal réglé.
- Brancher maintenant la prise du détecteur aux bornes de sortie du pont, ramener D_A à zéro, tout en laissant C_N à sa valeur d'équilibre C . La tension de déséquilibre est alors $\bar{T}_O$. Envoyer le signal $\bar{E}$ et la tension de déséquilibre prise à la sortie de la sonde aux deux voies d'un phasemètre donnant à la fois les modules et la phase (Muirhead D 729 BM par exemple). Rectifier alors C_O jusqu'à l'obtention du module de T_O à la sortie de la sonde en tenant compte de l'affaiblissement de 0,2 db du montage à grande résistance d'entrée qui fournit la tension de sortie. Vérifier que la phase est bonne (du fait qu'on a réglé P_O , cette phase est pratiquement toujours respectée, surtout avec une capacité de forte valeur comme celle mesurée sur le pont en ce moment car l'impédance interne du pont est ainsi très faible).
- Bloquer alors la capacité C_O . Vérifier qu'aucune oscillation n'apparaisse à la sortie de la sonde. Si le cas contraire se produit, à la suite du déplacement du point de fonctionnement du transistor unijonction sous l'effet de la température ambiante, par exemple, il faut diminuer la résistance négative en tournant le curseur de P_O jusqu'au moment où les oscillations cessent. S'assurer que le module et la phase de T_O restent toujours corrects. Pour ce réglage, la grande valeur de la capacité étalon est également choisie exprès pour présenter une impédance interne faible du pont, de telle sorte que si les oscillations ne se produisent pas, elles ne pourront pas avoir lieu pour les mesures de capacités de valeurs plus faibles, correspondant à des impédances internes du pont plus élevées (nous avons vu en III-1-1.4.4 que plus l'impédance branchée aux bornes du réseau résonnant, est faible, plus il y a de risques d'oscillations, puisque la droite de charge du circuit d'émetteur peut arriver à couper en deux points la caractéristique d'émetteur).

III - VI - 2.2 - Amplificateur différentiel -

- Garder le même montage que ci-dessus et brancher l'entrée E du détecteur sur le générateur (en parallèle sur le pont). Régler la tension de ce dernier à sa valeur habituellement utilisée pour les mesures (10 volts efficaces par exemple).
- Enfoncer la fiche Jack J1 dans son logement et mettre l'autre extrémité du câble à la masse ($\bar{U}$ hors circuit).
- Mettre l'inverseur K2 sur « Equilibrage » et régler le potentiomètre P5 jusqu'à l'annulation de l'écart. Bloquer P5.

III - VI - 2.3 - Gain des différents circuits -

- Laisser le montage précédent et remettre K2 en position travail . Annuler alors l'écart avec P1 et bloquer ce dernier. Les deux voies $R_{Xd} E$ et $R_X E$ ont alors le même gain.
- Retirer l'autre bout du câble de J1 de la masse et le mettre en « Tension de réglage $\bar{U}$ » . Enfoncer le Jack J2 dans son logement ($D_{Xd} . E$ hors circuit) . Régler le zéro avec P2 et le bloquer. Le rapport R_X des gains des 2 voies U et $R_X E$ est alors obtenu.

III - VI - 2.4 - Déphaseur -

III - VI - 2.4.1 - Circuit - θ -

- Echanger la capacité de 1100 pF précédente contre une capacité voisine de 500 pF ayant une perte artificielle de 0,44 environ.
- Avec un détecteur usuel ou un oscillographe branché sur les bornes de sortie de la sonde, faire l'équilibrage classique du pont .
- Débrancher ensuite ce détecteur, le zéro du galvanomètre de sortie doit, en principe, être maintenu si les réglages III - VI - 2.3 ont été corrects .
- Placer D_A sur zéro tout en laissant C_N à sa valeur d'équilibre C. Régler le zéro de l'écart avec le potentiomètre P3 (déphasage - θ) .

III - VI - 2.4.2 - Circuit -

- Mettre à la place du condensateur précédent une capacité d'à peu près même valeur, mais ayant une perte faible (inférieure à 0,015 par exemple) .
- Répéter les mêmes opérations qu'en III - VI - 2.4.1 (équilibrage classique, remise D_A à zéro, annulation de l'écart) mais en agissant cette fois sur P4 (déphasage θ) .

L'appareil est maintenant prêt à fonctionner .

REMARQUE : Si le module change pendant le déphasage, il faut retoucher le potentiomètre de module correspondant.

III - VI - 3 - Réglages avant chaque utilisation -

A chaque remise en route, si, entre temps, on a modifié la sortie de E , il faut procéder à ces quelques manœuvres :

- Mettre la branche U hors circuit en enfonçant le Jack J1 dont l'autre extrémité du câble est mise à la masse .
- Régler la tension de E à une valeur approximative de celle utilisée habituellement, et refaire l'équilibrage de l'amplificateur différentiel (III - VI - 2.2) .
- Remettre K2 en position - travail - et retoucher E de façon que l'écart s'annule .

L'appareil est de nouveau prêt à fonctionner .

III - VII - Opérations d'équilibrage -

L'équilibrage du pont avec le détecteur s'enchaîne en trois phases :

III - VII - 1 - Phase I : Remise au point départ du circuit de pertes -

On met le contacteur « déphasage » K1 sur - $\odot$ et le circuit D_A à sa valeur maximum (0,56) à moins que l'on sache à l'avance que la perte D du condensateur à mesurer dépasse nettement 0,285, auquel cas on met K1 sur - $\ominus$ et D_A à zéro.

III - VII - 2 - Phase II : Mesure de C -

On règle alors C_N jusqu'à l'annulation de l'écart (Si ce dernier est négatif, on sait qu'on doit diminuer C_N et vice-versa) .

En restant constamment dans cette phase, on peut suivre les variations de C en fonction d'un facteur ambiant tel que la température, la pression, etc En effet, la perte et sa variation n'ont absolument aucune influence sur ce réglage de C_N .

Cette phase qui mesure C peut s'effectuer même lorsque la valeur de la perte dépasse la limite de mesure du pont, ce qui n'est pas le cas de l'équilibrage avec un détecteur classique.

III - VII - 3 - Phase III : Mesure de la perte -

Cette phase, par contre, ne peut s'opérer qu'une fois la phase II réalisée.

On décroît D_A , l'écart initialement nul prend une valeur négative, puis s'annule de nouveau, et l'équilibre final du pont est atteint . Si D affichée est nettement supérieure à 0,285 (> 0,30 par exemple), on a intérêt à inverser K1 pour le mettre en position - $\ominus$ afin d'augmenter la sensibilité autour du zéro.

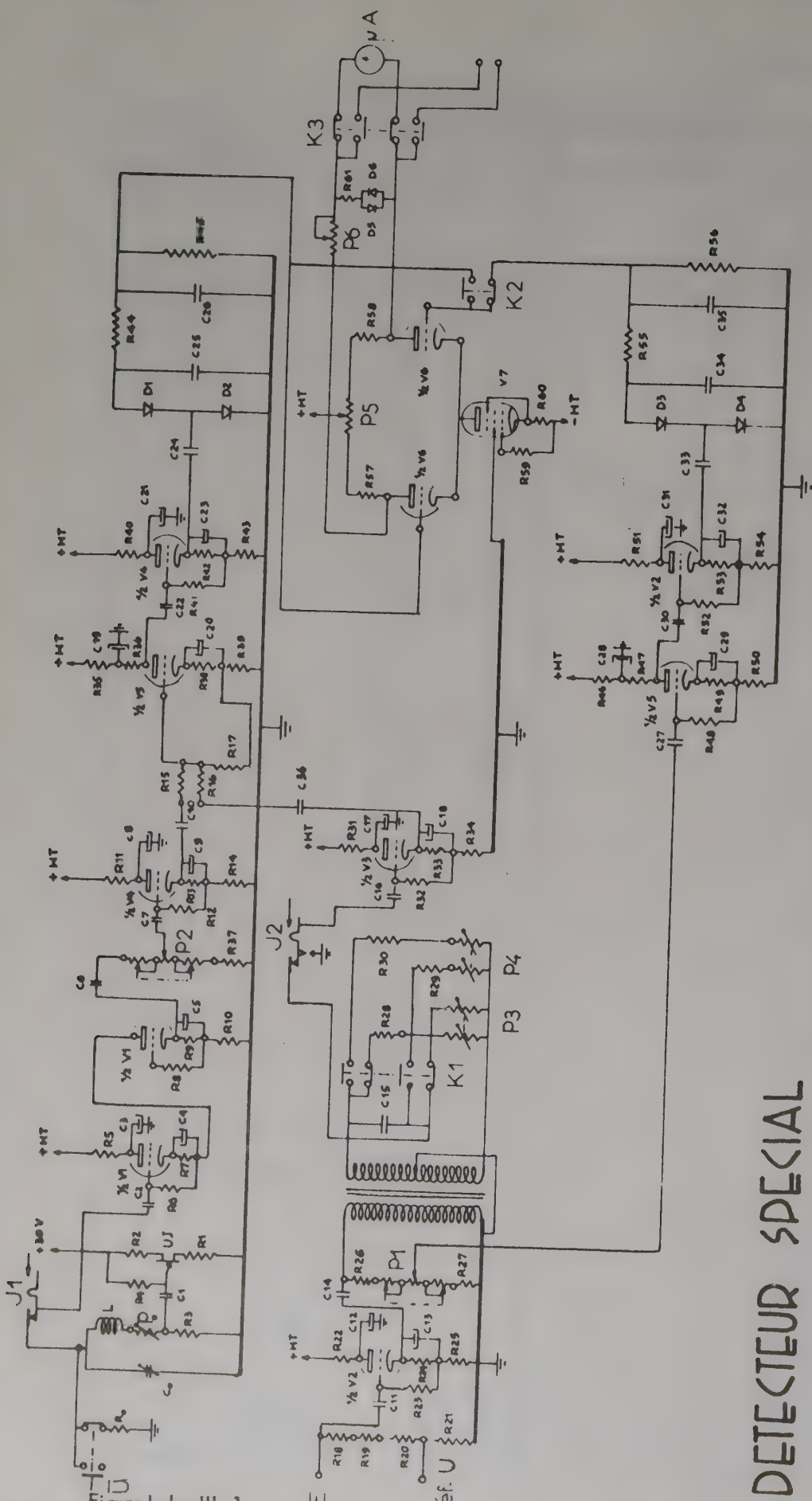
REMARQUE - Pour éviter les surintensités trop fortes au galvanomètre de sortie, on doit diminuer sa sensibilité en remettant le potentiomètre P6 à sa valeur maximum au début de la première phase, ainsi qu'à chaque changement de gamme.

Les valeurs affichées C et D sont celles trouvées avec l'équilibrage classique, par conséquent, pour avoir C_X et D_X , il faudra tenir compte des formules de correction indiquées au chapitre I.

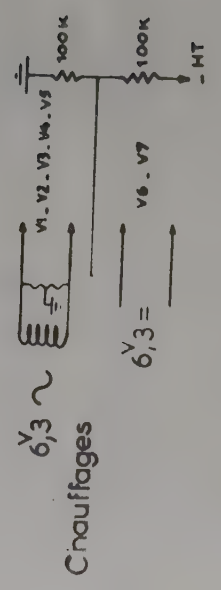
INDEX DU CHAPITRE III

VALEURS DES ELEMENTS DU DETECTEUR

Réf.	Val.	Observations	Réf.	Val.	Observations
R1	10 Ω		P1	1 K	Pot simple
R2	5 K			2 $\times$ 4,7 K	Pot double
R3	10 K		P2	1 K	Pot simple
R4	60 K			2 $\times$ 4,7 K	Pot double
R5	1 K		P3	2 $\times$ 4,7 K	Pot double
R6	1 M		P4	2 $\times$ 4,7 K	Pot double
R7	3 K		P5	4,7 K	
R8	768 K		P6	220 K	
R9	3 K		Co	390 pF	Variable à air
R10	100 K		C1	50 μ F	
R11	10 K		C2	1 μ F	
R12	768 K		C3	32 μ F	
R13	470 Ω	$\pm 1 \%$	C4	50 μ F	
R14	8,2 K		C5	50 μ F	
R15	62 K	Résistances de précision	C6	1 μ F	
R16	62 K	sélectionnées	C7	1 μ F	
R17	768 K		C8	32 μ F	
R18	47 K	} Résistances de précision sélectionnées	C9	50 μ F	
R19	47 K		C10	1 μ F	
R20	47 K		C11	1 μ F	
R21	47 K		C12	32 μ F	
R22	10 K		C13	50 μ F	
R23	768 K		C14	10 nF	
R24	470 Ω	$\pm 1 \%$	C15	1 nF	
R25	8,2 K		C16	1 μ F	
R26	68 K		C17	32 μ F	
R27	18 K		C18	50 μ F	
R28	125 K		C19	32 μ F	
R29	45 K		C20	50 μ F	
R30	94 K 1		C21	32 μ F	
R31	10 K		C22	1 μ F	
R32	768 K		C23	50 μ F	
R33	470 Ω	$\pm 1 \%$	C24	10 nF	
R34	8,2 K		C25	0,22 μ F	
R35	1 K		C26	10 nF	
R36	6,19 K		C27	1 μ F	
R37	82 K		C28	32 μ F	
R38	330 Ω	$\pm 1 \%$	C29	50 μ F	
R39	235 Ω	$\pm 1 \%$	C30	1 μ F	
R40	10 K		C31	32 μ F	
R41	768 K		C32	50 μ F	
R42	470 Ω	$\pm 1 \%$	C33	10 nF	
R43	8,2 K		C34	0,22 μ F	
R44	100 K		C35	10 nF	
R45	768 K		C36	1 μ F	
R46	1 K				
R47	6,19 K		UJ		2 N 671 A SESCO
R48	768 K		L	30 H	
R49	330 Ω	$\pm 1 \%$	T	1/0,5+0,5	Transfo à écran
R50	235 Ω	$\pm 1 \%$	D1		14 P2 SESCO
R51	10 K		D2		" "
R52	768 K		D3		" "
R53	470 Ω	$\pm 1 \%$	D4		" "
R54	8,2 K		D5		17 P2 SESCO
R55	100 K		D6		" "
R56	768 K		V1		12 A X7
R57	68 K		V2		12 A T7
R58	68 K		V3		"
R59	470 K		V4		"
R60	470 Ω		V5		"
R61	2,2 K		V6		12 A X7
Po	10 K		V7		6 AU 6 A



DETECTEUR SPECIAL



+ HT = 250 V 60 mA
 - HT = -150 V 5 mA

Chapitre IV

GRUPE D'AUTOMATISME A SEQUENCES

IV - I - Introduction -

Il nous faut maintenant traduire l'écart dont nous disposons à la sortie du détecteur spécial en commandes directes des cadrans et boutons de gamme du pont. Ce sera le rôle du groupe d'automatisme séquentiel dont nous allons entreprendre l'établissement et la réalisation.

Après avoir posé le problème avec ses données et ses fins attendues, nous exposerons notre méthode de travail pour aboutir aux équations générales de fonctionnement et à la réalisation pratique.

IV - II - Position du problème -

Faisons le bilan complet de ce que nous disposons comme base de départ :

- La mesure de C se fait en deux phases dans l'ordre phase I - phase II .
- L'équilibre total du pont se réalise en 3 phases , dans l'ordre : phase I - phase II - phase III .

Pendant la phase II, la discrimination du signe de l'écart en fonction du sens de rotation de C_N à commander, demeure valable pour l'une ou l'autre des positions - θ et - $\oplus$ ($D_A = 0$ et $D_A = D_{A\text{Max}}$) (tableau II - 25 et figure II - 26) .

Pendant la phase III, le sens de rotation du circuit D_A en fonction du signe de l'écart dépend de la position de départ - θ et - $\oplus$.

Les commandes à réaliser sont (se reporter à la figure I - 5) :

- circuit C_N : cadran C_N
- circuit D_A : cadran D_A et bouton de gamme G_A

Avec ces données, nous devrions réaliser un asservissement permettant une exploitation totale des possibilités du détecteur, à savoir la sélection du point de départ - θ ou - Θ , l'inversion simultanée de $K1$ et du sens de commande du circuit D_A en phase III lorsque le point de départ est mal choisi, etc

Cependant, et nous le regrettons vivement, au moment où nous avons réalisé cet automatisme, en collaboration avec M. Bernard SOLNON, Ingénieur E.N.S.M., qui a présenté en novembre 1964, un D.E.S. sur ce sujet, nous ignorions encore la possibilité de l'optimisation de la précision avec deux points de départs - θ et - Θ . Tels qu'ils sont montés actuellement, le groupe de relais et le groupe mécanique, ils ne permettent pas l'adjonction des éléments nouveaux pour l'adaptation à deux points de départs, sans nécessiter de profondes transformations du groupe mécanique. Un tel travail ne nous semble pas rentable pour le moment, car nous pensons réaliser dans un futur stade, ou laisser ce soin à quelqu'un d'autre qui nous remplacerait, un prototype avec des éléments mécaniques de dimensions plus réduites et plus rationnelles.

Aussi, dans le cadre de cette étude, nous nous contenterons de perfectionner le groupe séquentiel pour répondre aux impératifs du seul point de départ - Θ ($D_A = 0,56$).

Le choix de ce point, plutôt que celui de - θ provient de ce que les pertes ne dépassent que très rarement 0,30 à la fréquence de 1 KHz que nous travaillons.

IV - III - Analyse du système -

En choisissant $D_A = 0,56$ ($K1$ sur Θ) nous devons assurer toutes les séquences suivantes :

- Phase I : Remise D_A à 0,56
- Phase II : Réglage de C_N jusqu'à l'équilibre
Possibilité de rester à cette phase pour suivre les variations de C
(valeur et variation de D indifférentes)
Arrêt total si C est en dehors du cadran C_N
(notre détecteur ne permet pas les mesures dans les autres gammes)
- Phase III : Déséquilibre du circuit D_A pour qu'un écart apparaisse
Réglage de D_A jusqu'à l'équilibre
Retour à la phase I (répétition du cycle) ou arrêt total
Arrêt total si D_A dépasse 0,56

IV - III - 1 - Conventions -

Dans l'étude en algèbre booléenne qui suit, nous adopterons comme conventions :

- les majuscules désignent les variables de transfert (contacts dans le cas des relais),
- les minuscules désignent les fonctions d'excitation (bobines dans le cas des relais),

- l'opération « ou » est représentée par le signe + (nous préférons ce signe malgré ses inconvénients au signe V qui nous paraît encombrant)
- le signe $\times$ de l'opération « et » sera figuré par un point ou tout simplement omis,
- le complément est représenté par une barre au-dessus de la variable .

IV - III - 2 - Les commandes et les sorties -

En disposant à la sortie du détecteur un relais galvanométrique polarisé très sensible, nous pouvons utiliser directement l'écart comme commande du système. Ce relais galvanométrique (Albert Leboeuf) possède deux contacts réglables de $\pm 1 \mu A$ à $\pm 5 \mu A$. L'écart nul, positif, ou négatif, se traduit donc par l'existence d'aucun contact, d'un contact à gauche ou d'un contact à droite. Si nous désignons, pour simplifier l'écriture, l'écart par ε qui n'est, en fait, que proportionnel à l'écart ε utilisé au chapitre II, la commande possède trois états :

$$\begin{aligned} \varepsilon \text{ nul, soit } \overline{\varepsilon > 0} \text{ et } \overline{\varepsilon < 0} \\ \varepsilon \text{ positif, ou } \varepsilon > 0 \quad \overline{\varepsilon < 0} \\ \varepsilon \text{ négatif, ou } \overline{\varepsilon > 0} \quad \varepsilon < 0 \end{aligned}$$

qu'on peut considérer comme deux variables de transfert incompatibles $E > 0$ et $E < 0$

(E est ici le majuscule de ε qu'il ne faut pas confondre avec la tension E)

A ces variables de transfert, nous devons ajouter celles des contacts de début et de fin de course des cadrans C_A et D_A et de la gamme D_A soit :

Pour C_N : C_{Nd} et C_{Nf}

Pour D_A : D_{Ad} et D_{Af}

G_{Ad} et G_{Af}

Nous disposons comme commandes du système ces huit variables d'entrée incompatibles deux à deux .

La sortie du groupe d'automatisme doit se traduire par les contacts de commande de rotation des cadrans C_N , D_A et de la gamme G_A , soit en figurant les sens croissant et décroissant par une flèche dirigée vers le haut et par une flèche dirigée vers le bas respectivement :

$C_N^{\nearrow}$ $C_N^{\searrow}$ $D_A^{\nearrow}$ $D_A^{\searrow}$ $G_A^{\nearrow}$ $G_A^{\searrow}$

Soit en tout six variables de sortie incompatibles deux à deux .

IV - III - 3 - Analyse phase par phase -

IV - III - 3.1 - Phase I -

Remise D_A à 0,56 : le bouton de gamme ramené à 0,50 puis le cadran à 0,06

(action sur G_A' puis sur D_A'). Lorsque D_{Af} et G_{Af} sont mis, la phase est terminée et on passe en phase II.

IV - III - 3.2 - Phase II -

Trois cas peuvent se présenter : ε nul, positif ou négatif.

L'évolution du système est illustrée par l'organigramme de la figure IV-1.

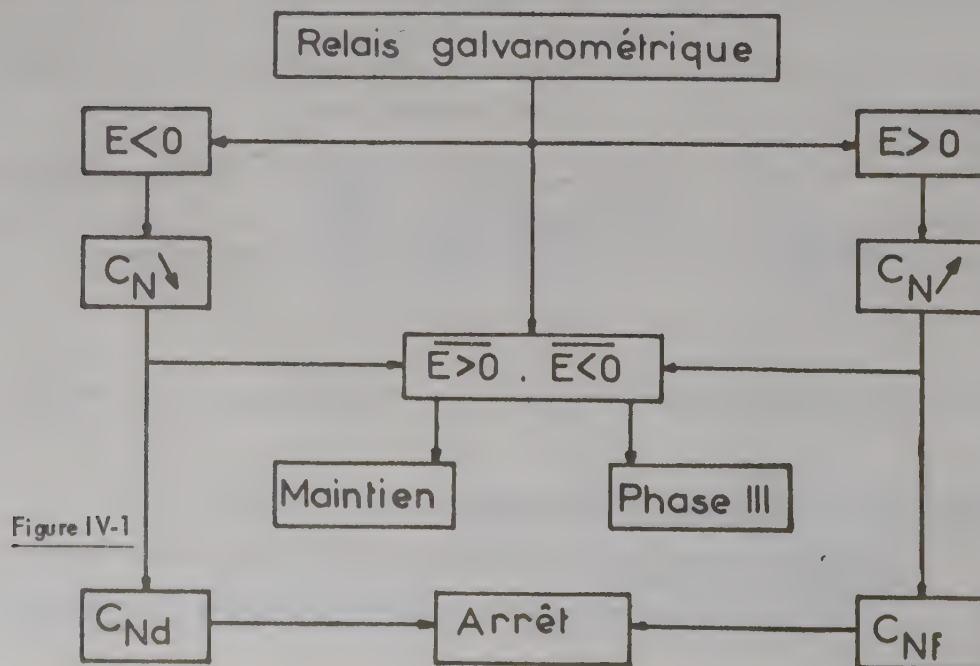
IV - III - 3.3 - Phase III -

L'écart est nul au départ. Il faut donc déséquilibrer le système en faisant décroître le cadran D_A par une source extérieure jusqu'à une position où cette source est définitivement coupée (rotation d'environ 0,03 de perte). L'écart prend alors une valeur positive ou négative, ou peut être exceptionnellement nul (équilibre).

L'évolution qui suit est indiquée par l'organigramme de la figure IV-2 où les chemins en pointillés correspondent au cas où la gamme saute accidentellement d'un cran.

IV - IV - Synthèse du système -

Les deux méthodes les plus connues pour la synthèse des automatismes à séquences, sont le diagramme de phase et la méthode d'Huffman (1954). La première est relativement lourde et rarement utilisée, la deuxième est à la fois sûre et simple tout en fournissant un réseau au nombre de variables secondaires, proche de l'optimum.



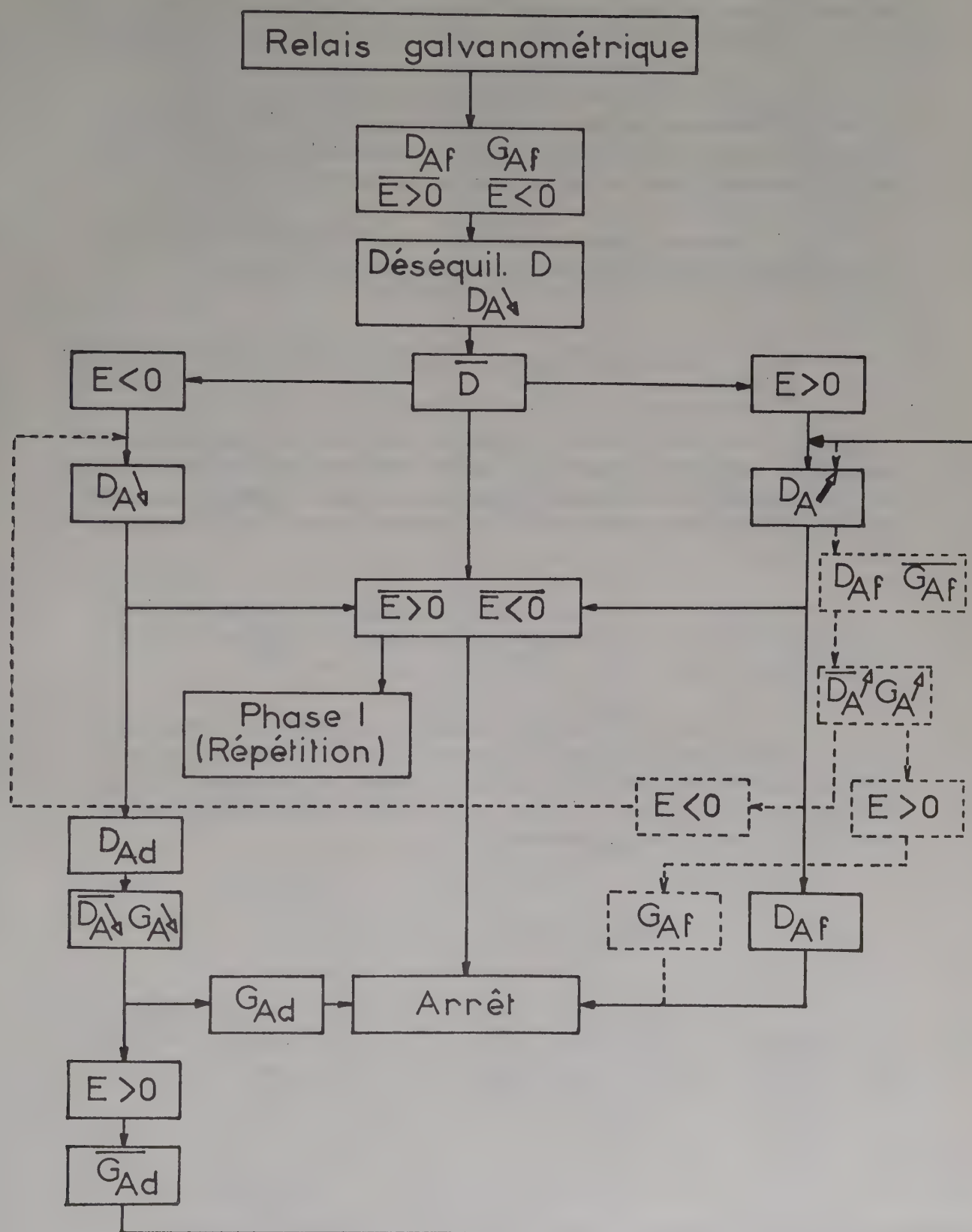


Figure IV-2

Cependant, l'application de cette dernière méthode à notre problème s'avère trop laborieuse, car avec huit variables d'entrée, elle exige une matrice à 256 colonnes, et même en tenant compte de l'incompatibilité de ces variables deux à deux, nous aurions encore une matrice à 96 colonnes à manipuler.

Or, l'analyse du système montre qu'à l'intérieur de chaque phase, nous n'avons que des circuits combinatoires faciles à établir, et, par conséquent, au point de vue circuit séquentiel, il ne reste plus que celui de l'enchaînement des trois phases à déterminer. Nous sommes donc en présence d'un cas particulier relativement aisé à résoudre par la méthode intuitive classique.

L'exposé qui va suivre commencera par une synthèse phase par phase, puis, une synthèse générale qui permet de remédier aux éventuels aléas en régime dynamique.

IV - IV - 1 - Synthèse phase par phase - Equations des combinaisons internes -

A l'intérieur d'une phase, nous avons uniquement des circuits combinatoires, et avec quelques précautions, nous pouvons nous assurer exactement les états des variables primaires correspondant au début et à la fin de chaque phase. Ces précautions consistent à interdire le passage d'une phase à l'autre pendant les variations de la gamme G_A où les sauts de $\oplus$ peuvent créer des rebondissements du relais E.

Tenant compte de ces interdictions et des organigrammes des figures IV-1 et IV-2, nous allons pouvoir établir les équations des circuits combinatoires internes de chaque phase, auxquelles nous ajouterons plus tard les conditions de séquences.

Pour simplifier l'écriture dans la représentation des matrices de combinaisons, nous figurerons l'état de chaque variable primaire par un trait aux endroits où elle vaut 1. Le codage utilisé est binaire réfléchi. Nous indiquerons également les débuts et les fins possibles ainsi que les arrêts par impossibilité de mesure de la phase, dans les cases correspondantes pour l'utilisation ultérieure pendant l'étude des séquences (Lettres D, F et Ar).

IV - IV - 1.1 - Phase I -

La matrice des combinaisons est donnée par la figure IV-3. Les cases remplies d'un trait correspondent à des états impossibles (variables incompatibles) donc indifférentes. Nous exigeons que la gamme soit mise au maximum avant le cadran pour éviter les fonctionnements parasites en fin de phase par les rebondissements du relais E.

$G_{Ad} G_{Af} D_{Af}$									$E > 0$ $E < 0$ D_{Ad}
	D	D	D	D			D	D	
	0100	0100	0100	0100	-	-	0100	0100	
	D			D				D	
	0100	-	-	0100	-	-	-	0100	
	$D-F$			$D-F$				$D-F$	
	0000	-	-	0000	-	-	-	0000	
	D		D	D			D	D	
	1000	1	1000	1000	-	-	1000	1000	
	-	-	-	-	-	-	-	-	
	-	-	-	-	-	-	-	-	
	D			D				D	
	0100	-	-	0100	-	-	-	0100	
	D			D			D	D	
	0100			0100	-	-	0100	0100	

Figure IV-3

$$(D_A \nearrow G_A \searrow D_A \searrow G_A)$$

D'où les équations combinatoires internes :

$$D_A \nearrow = G_{Af} \cdot \overline{D_{Af}} \quad (4^e \text{ et } 5^e \text{ lignes})$$

$$G_A \nearrow = \overline{G_{Af}} \quad (1^e, 2^e, 7^e \text{ et } 8^e \text{ lignes})$$

IV - IV - 1.2 - Phase II -

$C_{Nf} C_{Nd}$					$E > 0$ $E < 0$
	$D-F$	D	01	B	
	00	01	10	10	
	$D-F$	Ar		D	
	00	00	10	10	
	-	-	-	-	
	$D-F$	D	01	Ar	
	00	01		00	

Figure IV-4

$$(C_N \nearrow C_N \searrow)$$

$$\text{Soit } C_N \nearrow = E > 0 \cdot \overline{C_{Nf}}$$

$$C_N \searrow = E < 0 \cdot \overline{C_{Nd}}$$

IV - IV - 2 - Synthèse générale -

IV - IV - 2.1 - Séquence des phases - Premières équations -

Les réseaux combinatoires des phases ainsi esquissés, il nous reste à discriminer ces phases qui utilisent le même relais E comme variable entrée. Pour cela, le moyen le plus simple consiste à attribuer à chacune d'elles, un relais dont nous définirons exactement les conditions d'établissement et de coupure. Soit r_1 , r_2 , r_3 , les relais attribués aux phases respectives I, II, III.

Posons a priori les équations logiques d'établissement de ces relais en ne tenant compte que de l'enchaînement des phases indiqué par les cases des matrices de combinaisons, fig. IV-3, IV-4, IV-5 (la fin d'une phase correspond au début de la suivante)

$$r_1 = P$$

$$r_2 = R_1 D_{Af} G_{Af}$$

$$r_3 = R_2 \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0} \cdot \overline{M}$$

IV - IV - 2.2 - Circuits combinatoires des phases -

Avant de poser ces équations d'après l'analyse du paragraphe IV-III.3, et les relais r_1 , r_2 , r_3 , cherchons d'abord le réseau de déséquilibre du début de la troisième phase.

IV - IV - 2.2.1 - Réseau séquentiel de déséquilibre -

Nous voulons obtenir, par une commande temporaire extérieure supplémentaire, la rotation d'environ 180° du cadran D_A par action sur D_A (Le déséquilibre par la gamme G_A est déconseillé à cause des rebondissements du relais E). Pour cela, nous mettons un contact supplémentaire S qui s'établit à partir de l'endroit où le déséquilibre doit cesser. Désignons par d la bobine commandant le déséquilibre.

Les séquences imposées sont : d n'est pas excitée tant que R3 n'est pas mis. Au début de la phase III, on a $\overline{S}$, et dès que R3 se met, d doit être excitée jusqu'au moment où S est mis même temporairement, et d doit se désexciter définitivement.

Un simple diagramme de phases permet de dresser la matrice des phases primitives (figure IV-6) comptant en tout 5 états stables. Faisant abstraction des valeurs de la variable de sortie, on voit que cette matrice peut se réduire à la matrice des phases réduites de la figure IV-7 par fusionnement des lignes 1 - 2 - 3 et 4 - 5. Il suffit donc d'une seule variable secondaire que nous notons X.

La matrice des adresses (figure IV-8) où l'état d'excitation x doit correspondre, d'une part, aux valeurs stables de X dans les cases correspondantes et aux valeurs finales de X dans les cases de transition (1, 2, 4), nous fournit l'équation :

$$x = R3 (X + S)$$

Passons ensuite à la matrice de l'excitation de sortie d . Dans les états stables, cette excitation doit être identique aux états de sortie imposés dans la matrice des phases primitives. Par contre, dans les états de transition 1, 2, 4, si les transitions 1 et 2 doivent être 0 puisque les états initiaux et finaux sont tous égaux à 0, l'état de transition 4 peut rester à l'état 1 comme l'état initial, ou passer déjà à l'état 0 comme l'état final : le temps de réponse nous étant indifférent, nous avons adopté l'état 1 (indiqué en italique) pour simplifier l'équation. D'où :

$$d = R3 \cdot \bar{X}$$

L'utilisation de deux relais de même tension aboutit au circuit de la figure IV-10.

R3				
S				
①	2	-	3	0
1	②	-	3	0
1	-	4	③	1
1	2	④	5	0
1	-	4	⑤	0

Figure IV-6

R3			
S			
①	②	4	③
1	2	④	⑤

Figure IV-7

X				R3
				S
	0	0	1	0
	0	0	1	1

(x)

Figure IV-8

X				R3
				S
	0	0	1	1
	0	0	0	0

(d)

Figure IV-9

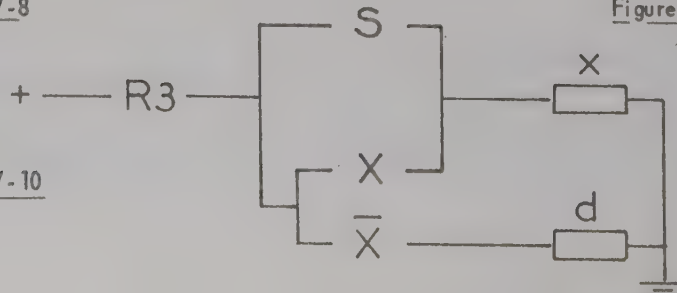


Figure IV-10

IV - IV - 2.2.2 - Equations logiques des circuits combinatoires -

Nous pouvons maintenant dresser les équations des commandes :

$$D_A' = (R1 \cdot \bar{R2} \cdot G_{Af} + R3 \cdot E > 0 \cdot \bar{D}) \bar{D}_{Af}$$

$$D_A' = R3 \cdot E < 0 \cdot \bar{D} \cdot \bar{D}_{Ad} + D$$

$$G_A' = (R1 \cdot \bar{R2} + R3 \cdot E > 0 \cdot D_{Af}) \bar{G}_{Af}$$

$$G_A' = R3 \cdot E < 0 \cdot D_{Ad} \cdot \bar{G}_{Ad}$$

$$C_N' = R2 \cdot \bar{R3} \cdot E > 0 \cdot \bar{C}_{Nf}$$

$$C_N' = R2 \cdot \bar{R3} \cdot E < 0 \cdot \bar{C}_{Nd}$$

IV - IV - 2.3 - Circuit séquentiel des phases -

Mieux que toute explication, nous allons illustrer les séquences que doit assurer le système par l'organigramme de la figure IV-11 :

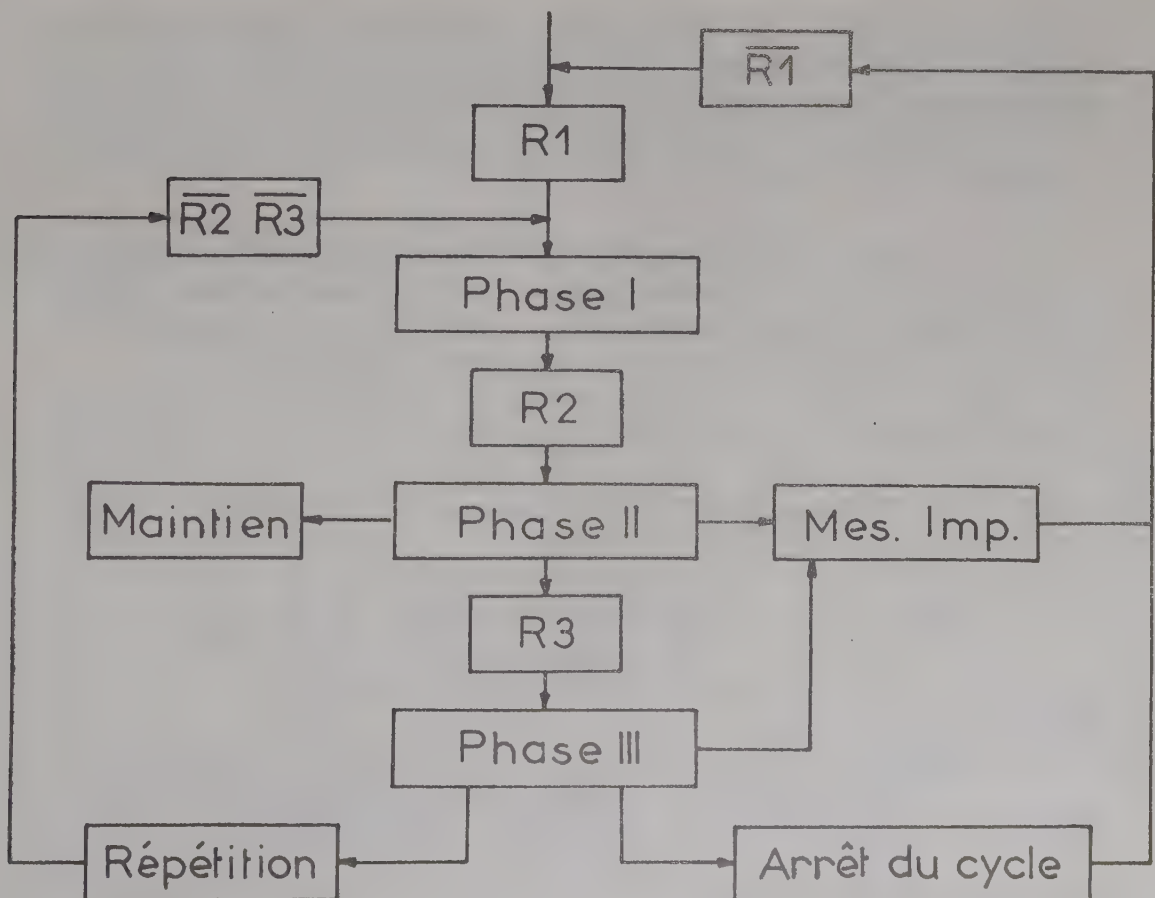


Figure IV-11

En définissant ainsi l'évolution séquentielle du système, il nous est facile de scinder le problème en deux parties : le maintien des relais $r1$, $r2$, $r3$, et les conditions d'ouverture.

IV - IV - 2.3.1 - Maintien -

L'excitation de $r1$ par le bouton poussoir P n'est qu'instantanée, il faut donc ensuite maintenir cette excitation par ses propres contacts. De même si les états des variables primaires sont bien définis aux moments de l'excitation des relais $R2$ et $R3$, ils changent pendant les phases, et, par conséquent, là encore, nous devons faire appel à leur auto-excitation. Nous allons donc compléter les équations du paragraphe IV-IV- 2.1 :

$$r1 = P + R1$$

$$r2 = R1 (R2 + D_{Af} G_{Af})$$

$$r3 = \bar{M} . R2 (\overline{E > 0} . \overline{E < 0} + R3)$$

IV - IV - 2.3.2 - Ouvertures -

Connaissant exactement les conditions d'ouverture, nous pouvons les utiliser directement en les mettant dans les circuits de désexcitation des relais. Au point de vue théorique, cette méthode correspond à la recherche des circuits obtenus par intersection de réunions (groupement des zéros dans la matrice d'excitation) qu'on peut considérer par la suite comme équations des contacts courtcircuitant l'excitation (figure IV- 12) .

Au point de vue pratique, elle facilite l'étude dans les cas où l'on connaît avec précision seulement les conditions d'ouverture, et donne un nombre de contacts minimum, lorsque ces conditions sont moins nombreuses que les conditions de maintien , comme notre cas actuel.

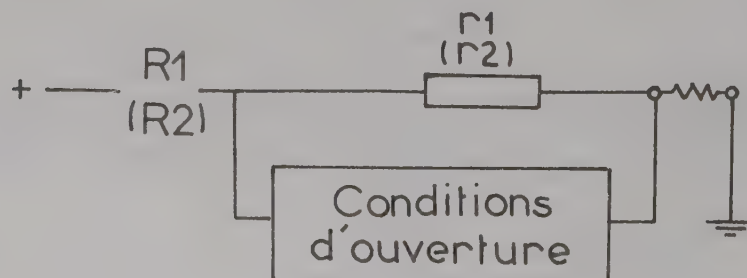


Figure IV- 12

Passons à l'application en considérant d'abord les deux directions de sortie de la phase III . Nous savons que la fin normale de cette phase se traduit par :

$$R3 . \bar{D} . \overline{E > 0} . \overline{E < 0}$$

Cette équation constitue donc la condition d'ouverture, soit de r_2 si l'on veut la répétition, soit de r_1 si l'on veut l'arrêt total. Il suffit donc d'ajouter un inverseur que nous désignerons par R qui aiguillera cette condition, soit à la désexcitation de r_2 , soit à celle de r_1 . Soit :

$$\overline{r_2} = R \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0}$$

$$\overline{r_1} = \overline{R} \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0}$$

Nous remarquons immédiatement qu'il y a un aléa au début de la phase III. En effet, à ce moment là, on a l'enchaînement logique suivant : R_3 se met puis d et D . Pendant donc le court instant séparant l'établissement de R_3 et celui de D , on a bien les conditions d'ouverture ci-dessus. Pour remédier à ce défaut, il suffit de s'assurer que la phase III a déjà eu lieu, c'est-à-dire, qu'il y a eu au moins une fois l'apparition de $E > 0$ ou de $E < 0$; pour cela, ajoutons au circuit d'ouverture, le contact d'un relais supplémentaire que nous noterons A_3 , et qui s'auto-excite dès l'apparition d'un écart, mais seulement après l'établissement de D .

$$a_3 = [A_3 + D(E > 0 + E < 0)]R_3$$

(ce résultat s'obtient facilement par la méthode d'Huffman)

Nous arrivons donc aux équations :

$$\overline{r_2} = R \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot A_3 \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0}$$

$$\overline{r_1} = \overline{R} \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot A_3 \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0}$$

Ces équations ne sont pas encore exemptes d'aléas, car, au cours de la phase III, nous avons besoin de manoeuvrer G_A . Pendant les courts instants séparant deux plots successifs, nous pouvons avoir des signaux fugitifs $\overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0}$. Il faut donc interdire l'ouverture pendant les changements de gammes, ce qui nous amène à adopter les équations ci-dessous :

$$\overline{r_2} = R \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot A_3 \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0} \cdot \overline{D_{Af}} \cdot \overline{D_{Ad}}$$

$$\overline{r_1} = \overline{R} \cdot R_3 \cdot \overline{D} \cdot A_3 \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0} \cdot \overline{D_{Af}} \cdot \overline{D_{Ad}}$$

En principe, nous n'avons pas besoin d'introduire $\overline{D_{Ad}}$ puisque la gamme marchera toujours dans le même sens pendant cette phase. Cependant, pour l'éventualité où la gamme saute accidentellement d'un cran, nous lui laissons la possibilité de revenir en arrière sans aléas.

Regardons maintenant les cas d'impossibilité. Nous savons qu'ils sont définis par les dépassements des échelles de mesures (Cases marquées A dans les figures IV-4 et IV-5).

$$\overline{r_1} = R_2 [E > 0 \cdot C_{Nf} + E < 0 \cdot C_{Nd}] + R_3 [E < 0 \cdot D_{Ad} \cdot G_{Ad} + E > 0 \cdot A_3 \cdot D_{Af} \cdot G_{Af} \cdot \overline{D}]$$

L'équation complète de l'ouverture de r_1 s'écrit donc :

$$\overline{r_1} = R_2 [E > 0 \cdot C_{Nf} + E < 0 \cdot C_{Nd}] + R_3 [E < 0 \cdot D_{Ad} \cdot G_{Ad} + \overline{R} \cdot \overline{D} \cdot A_3 \cdot \overline{E > 0} \cdot \overline{E < 0} \cdot \overline{D_{Af}} \cdot \overline{D_{Ad}} + E > 0 \cdot A_3 \cdot \overline{D} \cdot D_{Af} \cdot G_{Af}]$$

IV - IV - 3 - Equations définitives -

Les réseaux combinatoires et séquentiels sont donc complètement définis par les équations groupées dans le tableau suivant :

$$r1 = P + R1$$

$$r2 = R1 (R2 + D_{Af} G_{Af})$$

$$r3 = \bar{M} \cdot R2 (E > 0 \cdot \bar{E} < 0 + R3)$$

$$\bar{r1} = R2 [E > 0 \cdot C_{Nf} + E < 0 \cdot C_{Nd}] + R3 [E < 0 \cdot D_{Ad} G_{Ad} + \bar{R} \cdot \bar{D} \cdot A3 \cdot \bar{E} > 0 \cdot \bar{E} < 0 \cdot \bar{D}_{Af} \bar{D}_{Ad} + E > 0 \cdot A3 \cdot \bar{D} \cdot G_{Af} D_{Af}]$$

$$\bar{r2} = R \cdot R3 \cdot \bar{D} \cdot A3 \cdot E > 0 \cdot \bar{E} < 0 \cdot \bar{D}_{Af} \cdot \bar{D}_{Ad}$$

$$D_A' = (R1 \cdot \bar{R2} \cdot G_{Af} + R3 \cdot E > 0 \cdot \bar{D}) \bar{D}_{Af}$$

$$D_A' = R3 \cdot E < 0 \cdot \bar{D} \cdot \bar{D}_{Ad} + D$$

$$G_A' = (R1 \cdot \bar{R2} + R3 \cdot E > 0 \cdot D_{Af}) \bar{G}_{Af}$$

$$G_A' = R3 \cdot E < 0 \cdot D_{Ad} \cdot \bar{G}_{Ad}$$

$$C_N' = R2 \cdot \bar{R3} \cdot E > 0 \cdot \bar{C}_{Nf}$$

$$C_N' = R2 \cdot \bar{R3} \cdot E < 0 \cdot \bar{C}_{Nd}$$

Avec circuit de déséquilibre :

$$x = R3 (S + X)$$

$$d = R3 \cdot \bar{X}$$

et relais supplémentaire :

$$a3 = [A3 + D (E > 0 + E < 0)] R3$$

REMARQUE : Les équations de l'opération du déséquilibre en phase III et d'ouverture de cette phase, permettent, grâce aux relais A3 et D, de la démarrer, même si l'un des deux relais $E > 0$ et $E < 0$, se ferme après l'enclenchement de $r3$, c'est-à-dire s'il existe une légère erreur sur C_N due au dépassement de l'équilibre par l'inertie du groupe mécanique.

IV - V - Groupe mécanique - Réalisation des circuits logiques -

La connaissance des commandes à réaliser, c'est-à-dire, des organes qui traduisent les ordres en rotations, des cadrans C_N , D_A et de la gamme G_A , est nécessaire pour l'établissement des schémas logiques. Aussi commençons-nous par ces organes mécaniques.

IV - V - 1 - Organes de commandes mécaniques -

IV - V - 1.1 - Commandes des cadrans -

Le circuit C_N comporte deux coupleurs électromagnétiques à inducteur tournant, dont les masses extérieures menantes entraînées par un moteur universel, tournent en sens inverse, et les masses intérieures menées sont couplées directement sur le même arbre de sortie. Celui-ci tourne donc dans un sens ou dans l'autre, suivant que l'un ou l'autre des deux coupleurs est alimenté.

Le même principe est appliqué au circuit D_A mais avec un coupleur double à inducteur fixe. Cette différence avec le circuit C_N est tout-à-fait fortuite, car au moment de l'achat des premiers, ce dernier type de coupleurs n'était pas encore commercialisé.

La rotation des deux circuits de cadrans est assurée par un seul moteur universel Bertrand avec réducteur, dont la vitesse de sortie est de 40 t/mn. La figure IV-13 montre le schéma de montage rabattu dans un plan. On y remarque, en particulier, un rapport de réduction de 1/10 sur la voie D_A et de 3/20 sur la voie C_N (éléments Prototypia et Méca-Labo).

La transmission des arbres secondaires aux boutons des cadrans se fait par liens flexibles dont la torsion de l'enveloppe est annulée par une immobilisation dans un plan par des bras articulés (gamme) ou tout simplement par deux bras rigides (cadrans).

Caractéristiques techniques des éléments :

Coupleur simple : alimentation 12 V - Consommation 15 W - Couple maximum 20 cm.Kg

Coupleur double : alimentation 24 V (accrochage en charge à 8 V) - Consommation 5 W -
Couple maximum 2 cm Kg

Moteur universel Bertrand : puissance 1/25 CV - Couple 19 cm.Kg.

IV - V - 1.2 - Commande de la gamme G_A -

Cette commande est assurée par un moteur asynchrone à réducteur et à deux sens de marche (voir le montage du branchement de l'inversion du sens de rotation à la figure IV-16). Son couple est supérieur à 50 cm.Kg.

IV - V - 1.3 - Contacteurs de début et de fin de courses (C_{Nd}), (C_{Nf})....

Le cadran C_N tourne au total de 21 tours, tandis que le bouton auxiliaire du cadran D_A tourne de 5 tours. Nous sommes donc obligés de créer deux arbres, A et B sur la figure IV-13, dont la rotation totale ne dépasse pas un tour, en introduisant les rapports 1/60^e et 1/20^e, respectivement dans les circuits C_N et D_A .

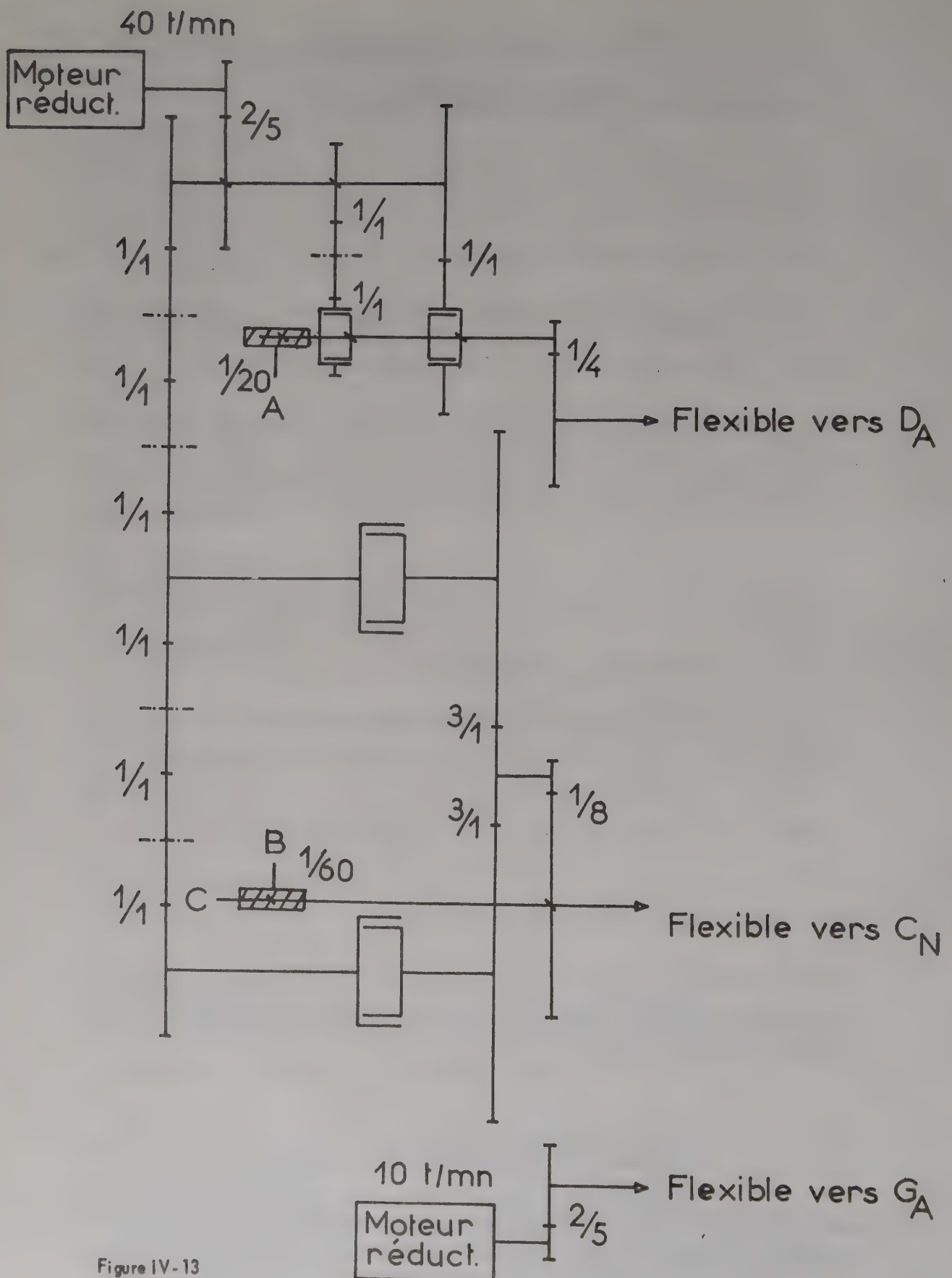


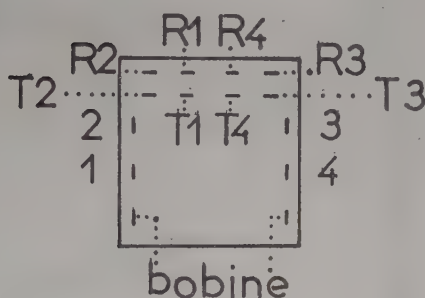
Figure IV-13

Des cames réglables « Méca-Labo » sont montées sur A et B et actionnent les minirupteurs « Crouzet » en début et en fin de course des cadrans. Le même système cames-minirupteurs est monté sur le circuit G_A .

IV - V - 2 - Les circuits logiques -

IV - V - 2.1 - Relais utilisés -

Notre ensemble a été réalisé avec des relais AMEC à quatre palettes RT. La tension d'alimentation indiquée par le constructeur est de 12 V, mais du fait de l'existence des résistances en série avec r_1 , r_2 , r_3 , nous n'avons pu avoir un fonctionnement sûr qu'à 15 V. Le courant absorbé par relais est d'environ 55 mA.



La figure IV-14 repère les 14 bornes du culot d'un relais, et, par la suite, dans les schémas, nous indiquerons le numéro de chaque palette.

Figure IV-14

IV - V - 2.2 - Réalisation des circuits logiques -

Il ne s'agit pas d'appliquer une méthode de synthèse générale systématique des réseaux de contacts, car le nombre de variables dont nous disposons est trop important. Notre problème se trouve simplifié par l'obligation d'utiliser trois sources de tension différentes : alimentation propre des relais, alimentation des coupleurs et alimentation du moteur de gamme. Nous évitons l'emploi d'une seule source pour les relais et les coupleurs, qui serait théoriquement possible, puisque ces derniers s'accrochent à des tensions beaucoup moindres, mais qui ferait supporter des courants trop importants à certains contacts (le constructeur indique la limite de 1 A, or, le coupleur simple seul absorbe déjà ce courant même lorsqu'on l'alimente sous 10 volts).

Des synthèses partielles guidées par le choix du nombre de palettes de chaque relais tel que si ce nombre dépasse un multiple de 4, on doit profiter au maximum des palettes restantes jusqu'au multiple supérieur de 4 pour diminuer le nombre des autres relais, nous ont permis d'établir les réseaux de contacts.

Abstraction faite du circuit d'enregistrement que nous étudierons un peu plus loin, nous sommes arrivés aux schémas de principe des trois circuits relais, coupleurs, moteur, gamme, figures IV-15, IV-16, IV-17, où nous avons indiqué les numéros des palettes et des bornes de connecteurs AA', BB', pour faciliter le repérage des circuits de câblage montrés par le schéma général de la figure IV-18.

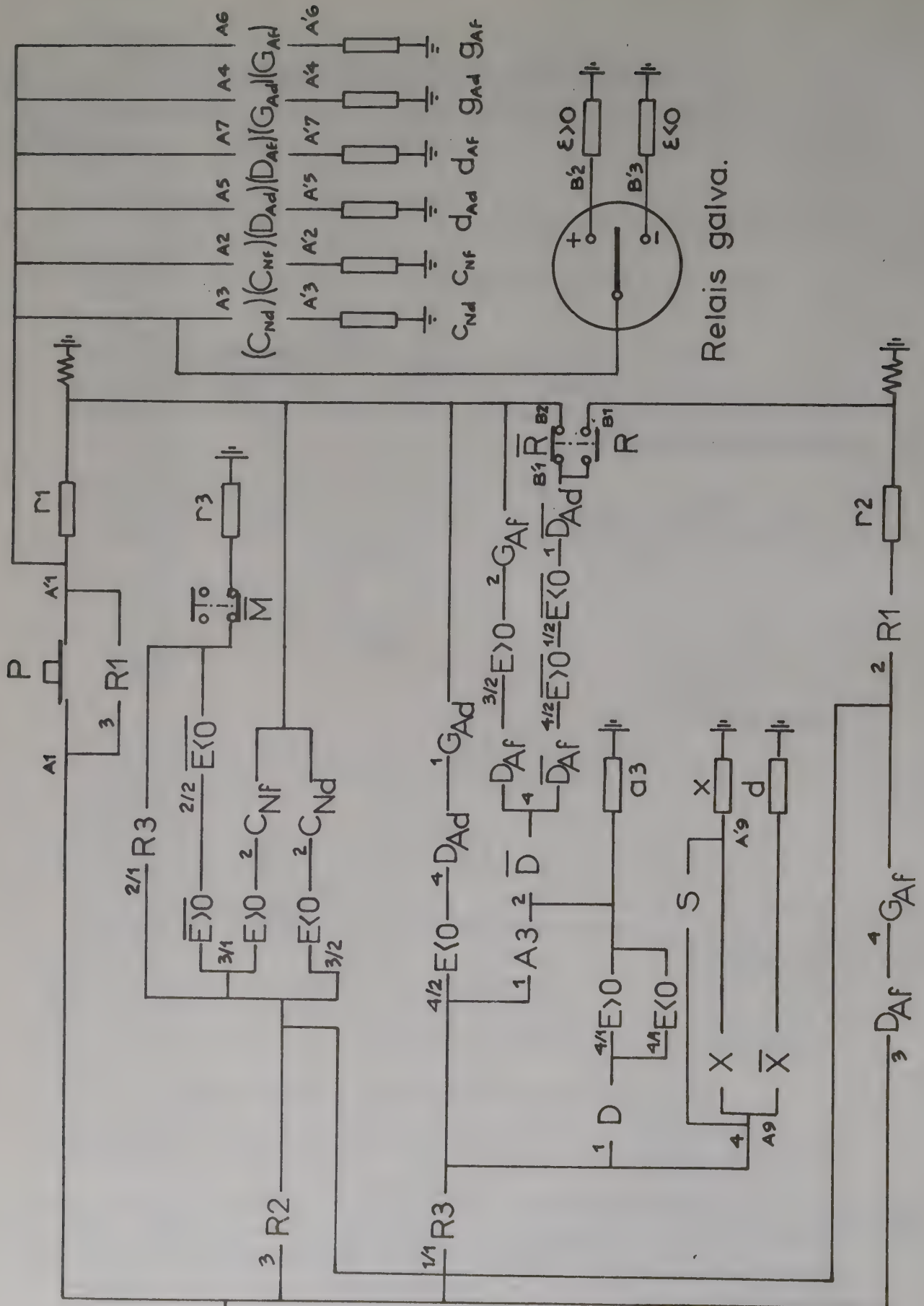


Figure IV-15

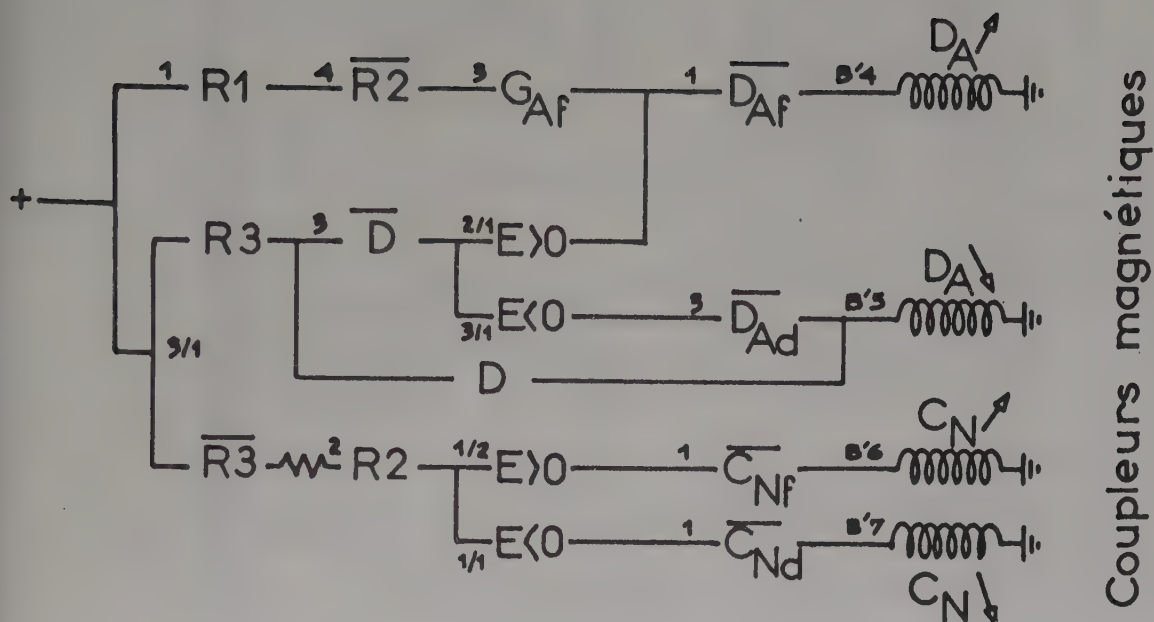


Figure IV-16

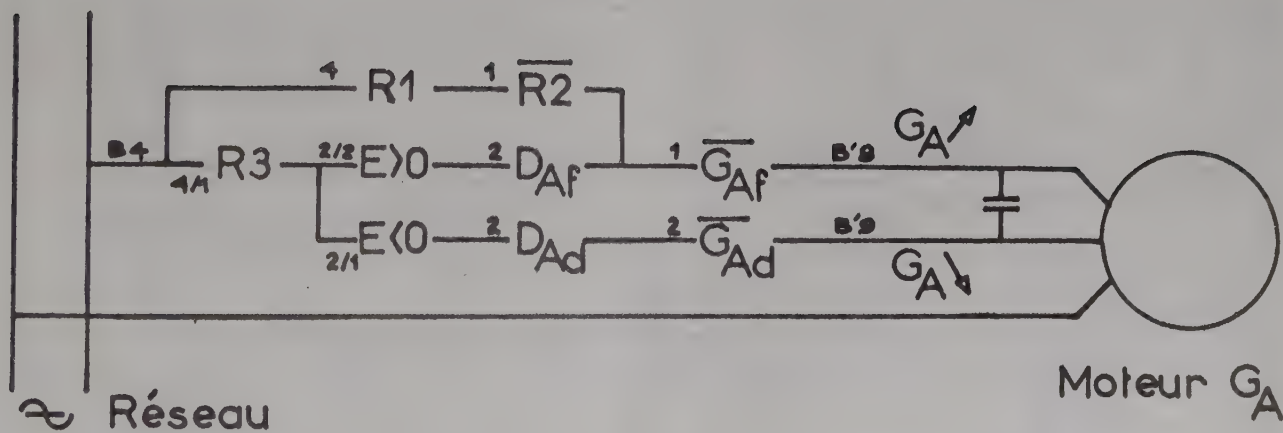


Figure IV-17

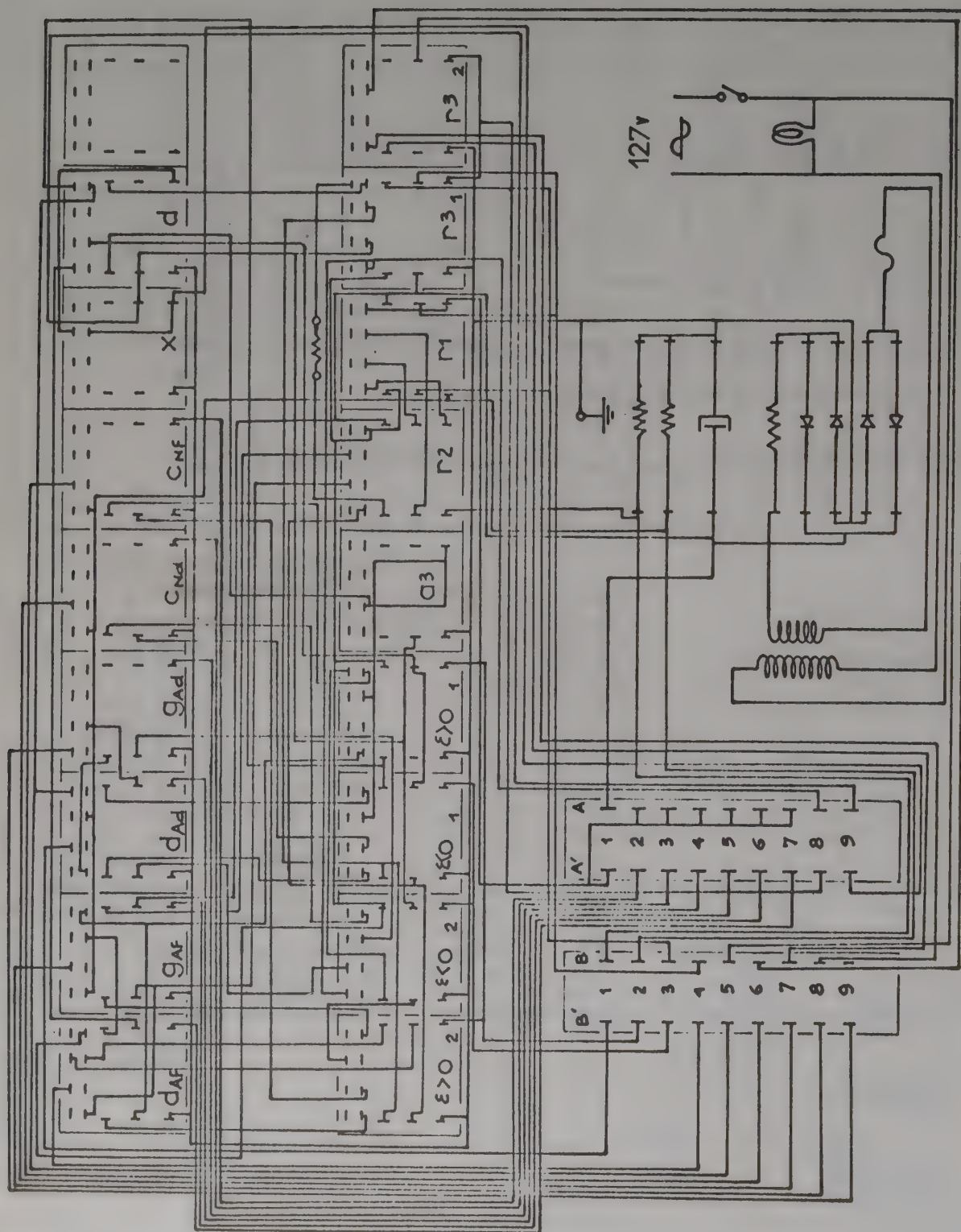


Figure IV-18

Nous utilisons ainsi 16 relais dont le nombre de palettes nécessaire se répartit comme suit (les chiffres soulignés correspondent à 2 relais) :

R1	R2	R3	E > 0	E < 0	C _{Nd}	C _{Nf}	D _{Ad}	D _{Af}	G _{Ad}	G _{Af}	X	A3	D
4	4	4	<u>8</u>	<u>6</u>	2	2	2	4	2	4	1	1	3

IV - V - 3 - Sources d'alimentation -

Les relais sont alimentés sous 15 V et sachant qu'au maximum, onze d'entre eux marchent en même temps (incompatibilité des variables deux à deux, telles que $E > 0$ et $E < 0$, etc.....) une source filtrée pouvant délivrer un courant de 1,25 A, comme celle que nous avons montée, est largement suffisante.

Pour les coupleurs, le problème est plus complexe puisque nos deux sortes de coupleurs ont des tensions d'alimentation différentes. Cependant, tenant compte des tensions d'accrochage assez faibles (paragr. IV-V-1.1), et de la limite de courant à faire passer dans les contacts des relais, nous pouvons utiliser une source commune de 24 V qui permet au coupleur double d'avoir son couple maximum, mais en ayant soin d'insérer dans le circuit des coupleurs simples, une résistance à forte dissipation (voir figure IV-16) pour ramener la tension à ses bornes en-dessous de 10 V (le couple est encore important à 6 V).

Le moteur de gamme est alimenté directement en 127 V alternatif.

IV - VI - Dispositif d'enregistrements -

Pour suivre la variation de C lorsque l'on reste en maintenance de la phase II, ou les variations de C et de D, quand on utilise la répétition du cycle, il faut créer deux tensions qui varient comme C et D. Pour C, le problème est facile, puisque le cadran est gradué linéairement, donc, on peut coupler, soit directement, soit après un rapport de réduction à l'arbre de sortie commandant C_N, (nous verrons ensuite le choix) le curseur d'un potentiomètre et on a un enregistrement classique. Pour D, le problème est plus difficile, car la graduation du cadran D_A n'est ni linéaire ni logarithmique. En enregistrant la position d'un curseur accouplé à ce bouton, deux solutions se présentent pour l'interprétation des résultats :

- Disposer d'un papier d'enregistrement gradué directement en valeur de D, solution onéreuse, .
- Utiliser une échelle transparente tracée expérimentalement, une fois pour toutes, pour la lecture de l'enregistrement sur papier habituel, solution que nous adoptons .

IV - VI - 1 - Principe - Montage -

Les variations de C et de D sont supposées ne dépassant pas 50 pF et 0,06, nous

pouvons donc coupler les curseurs de deux potentiomètres à rotation continue directement sur les axes A et C (figure IV-13). Ainsi un tour complet correspond aux variations précédentes.

Le montage électrique est donné par la figure IV-19. L'introduction des contacts supplémentaires R3 et M permet les séquences suivantes :

- Position maintenance M : enregistrement dès la mise en marche. Nous savons que les deux premières phases de l'équilibrage sont des états transitoires, mais ces états transitoires sont faciles à identifier. Cette solution nous permet d'économiser un contact R2, donc un relais supplémentaire, et même dans ce cas, l'enregistrement comporterait encore une région de transition qui est la phase II.
- Position $\bar{M}$: les deux enregistrements ne démarrent qu'au début de la phase III.

Les potentiomètres utilisés sont des « Rotapote 70 » de « Véritable Alter » de 20 K chacun (linéarité $\pm 0,1\%$) et dont l'un possède un point milieu (mis à la masse).

REMARQUE : Pour ce montage, nous devons ajouter un seul relais r3 en plus, le contact M étant assuré directement par un inverseur bipolaire.

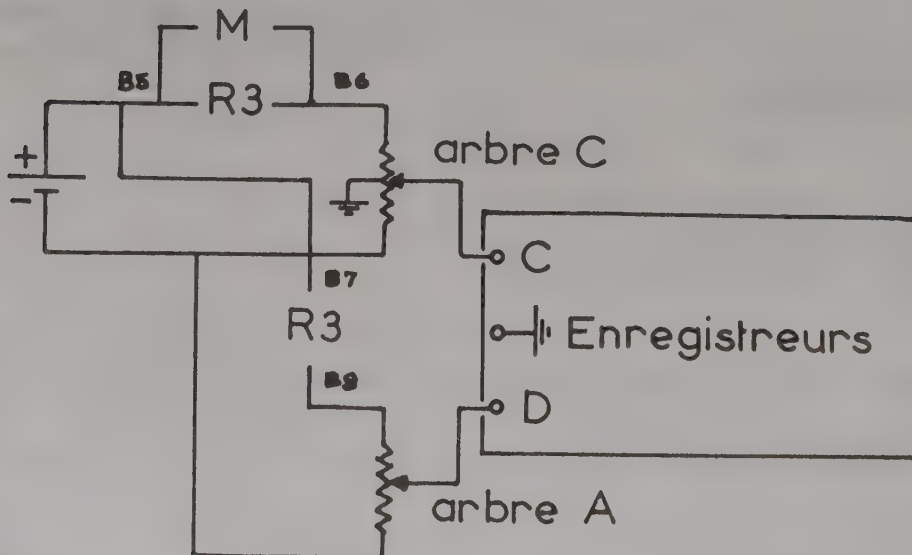


Figure IV-19

IV - VI - 2 - Mode opératoire -

Les préparations préliminaires sont celles classiques des enregistrements, c'est-à-dire, régler le gain pour avoir une échelle convenable sur le papier. Pour la voie D cependant, il est nécessaire de régler l'amplitude correspondant à la variation de la totalité du cadran à celle de l'échelle transparente déjà établie (voir début paragraphe IV-VI).

L'indépendance des deux contacts R3 du montage électrique autorise pour ce circuit D l'utilisation d'une autre source plus forte que celle du circuit C. Ce dernier d'ailleurs a besoin d'un petit réglage au cas où on est aux extrémités de l'échelle. En effet, l'angle électrique du potentiomètre n'est que de 256° , par conséquent, pour les valeurs de C voisines des multiples de 50 pF, l'enregistrement est perturbé, il faut, dans ces cas, débloquent l'accouplement du curseur et l'amener dans une région convenable. Le circuit D n'a pas cet ennui, car à la course totale entre les deux butées du cadran, correspond une rotation du curseur inférieure à 256° .

Le principe de montage adopté ne nous permet pas d'identifier les valeurs limites de l'échelle d'enregistrement de C (nous enregistrons, en effet, un tour sur 21 tours pour avoir une précision suffisante) ni la valeur de la gamme de D_A . Il faut donc noter ces valeurs après le premier cycle des trois phases de l'équilibrage.

IV - VI - 3 - Interprétation des résultats -

IV - VI - 3.1 - Enregistrement C -

Dans le cas de maintenance en phase III, après les zones de transition des phases I et II faciles à identifier (position constante puis variation rapide), la zone valable commence au premier palier.

Dans le cas de la répétition, la zone valable correspond à la phase III, c'est-à-dire, à l'existence d'une tension appliquée à l'enregistreur.

Pour tous les enregistrements, s'il y a dépassements de l'échelle, on peut identifier et compter le nombre de tours effectué par le curseur, ainsi que leur sens, chaque dépassement correspond, en effet, à un brusque changement de polarité.

IV - VI - 3.2 - Enregistrement D -

Les valeurs de D indiquées par le tracé, correspondent uniquement à la fin de la phase III, c'est-à-dire, au saut brusque du stylet lors de la coupure de la tension d'alimentation du potentiomètre.

CONCLUSION GENERALE

Arrivé à ces dernières pages du rapport, malgré les possibilités offertes par notre réalisation, nous devons néanmoins constater que l'exploitation de la solution d'équilibrage rapide et automatique proposée n'est encore que partielle. Il reste, en effet, le problème de l'extension aux trois autres rapports M ainsi qu'aux trois autres fréquences du pont 716 C. Mais les prolongements de cette étude ne s'arrêteront pas là encore, car celle-ci pourra, avec une adaptation appropriée, s'appliquer aux autres types de pont de principe d'équilibrage analogue.

Dans les lignes qui suivent, nous tâcherons de résumer en quelques mots nos idées sur les futurs perfectionnements, idées qui nous sont venues au fur et à mesure que nous avançons dans notre recherche, mais dont l'application immédiate exigerait une refonte totale de nos montages, et, par conséquent, des conditions matérielles de temps et de travail dont nous ne pouvons plus disposer. Nous gardons malgré tout l'espoir que ces dernières lignes ne tomberont pas dans l'oubli, et que quelqu'un d'autre prendra notre relais pour les matérialiser.

LE DETECTEUR -

1) Extension à $M = 10 - 100 - 1000$ -

Nous avons vu que les rapports M de 10 à 1000 correspondent à des angles ξ_M trop faibles, et entraînent ainsi des erreurs systématiques importantes. Le remède à ce défaut consisterait à adjoindre au bras $\bar{Z}_A$ des capacités supplémentaires pour dilater ces angles. L'étude sur ce point doit conduire à l'adoption des condensateurs tels, que ξ_M soit suffisamment important, sans que leurs pertes n'influent d'une façon sensible sur R_A , c'est-à-dire, sur le rayon R_X . Or, l'erreur sur ce dernier s'exprime par :

$$\frac{\Delta R_X}{R_X} = \frac{(1+Q_0^2)^{1/2}}{2} \left[\frac{\Delta R_A}{R_A} - \frac{\Delta(R_A + R_B)}{R_A + R_B} \right]$$

$$\text{Soit } \left| \frac{\Delta R_X}{R_X} \right| \leq \frac{(1+Q_0^2)^{1/2}}{2M} \left| \frac{\Delta R_A}{R_A + R_B} \right|$$

Ainsi la tolérance sur R_X augmente en même temps que M et la solution du problème s'en trouve simplifiée. Avec des condensateurs au mica dont la perte ne dépasse pas 3.10^{-4} à 1 KHz, nous pouvons penser à adopter comme capacités supplémentaires du bras $\bar{Z}_A$:

$$2,3 \mu F \text{ pour } M = 1000$$

$$0,23 \mu F \quad M = 100$$

$$0,025 \mu F \quad M = 10$$

En y adjoignant des capacités variables, nous pourrons régler tous les angles ξ_M à la même valeur que celle du rapport $M = 1$ actuel, et le montage déphaseur restera le même pour les quatre rapports. Le dernier point à résoudre, l'obtention du rapport $R_X \cdot E$, est facile puisqu'il suffira de monter à l'entrée quatre diviseurs de tension adéquats qu'on commute en même temps que M .

2) Extension à $F_0 = 100 \text{ Hz} - 10 \text{ KHz} - 100 \text{ KHz}$ -

Pour ces fréquences, le pont marche à $M = 1$, donc aucun changement de rapport $R_X E$ n'est à envisager. Le problème à résoudre concerne le pont déphaseur qui devra fournir toujours le même angle $-\Theta_d$, on ajoutera une commutation permettant la sélection de la capacité de déphasage correspondante (la tangente du déphasage étant proportionnelle à $RC\omega$). Si l'on arrive à régler individuellement chaque capacité, aucun autre réglage du pont déphaseur n'est à effectuer, sauf cette commutation au moment du passage d'une fréquence à une autre.

GRUPE D'AUTOMATISME SEQUENTIEL -

L'étude de l'adaptation aux deux points de départ $\cdot \theta$ et $\cdot \bar{\theta}$ et à tous les rapports M sera assez complexe. Il faudra prévoir les commandes supplémentaires suivantes:

- Sélection du rapport M par commutation simultanée du bouton S du pont et du bouton « Rapport R_X » du détecteur.
- Sélection du point de départ avec commutation simultanée du bouton de « Déphasage » du détecteur.

En outre, comme enchainement des mesures, le système devra :

- choisir le point de départ d'après la position du circuit de perte à la fin du cycle précédent,
- changer de « déphasage » en cours de la phase III si l'équilibre n'est pas atteint dans la bonne zone de D_A . Cette manoeuvre devra être accompagnée simultanément d'une inversion de signes de E pour respecter les sens de variation demandés du circuit « perte », cette inversion de signe ne doit être valable que pour cette phase, en phase II, en effet, la discrimination de signes de E est la même pour les deux points de départ.

PRESENTATION DE L'ENSEMBLE -

Nous pensons qu'une étude technologique plus poussée, tant dans les montages électroniques, logiques, que dans le groupe mécanique, permettra de présenter un ensemble compact de dimensions très réduites (utilisation des semi-conducteurs et des éléments miniatures, emploi des coupleurs doubles avec engrenages coniques, transmission de mouvements par chaines, etc) .

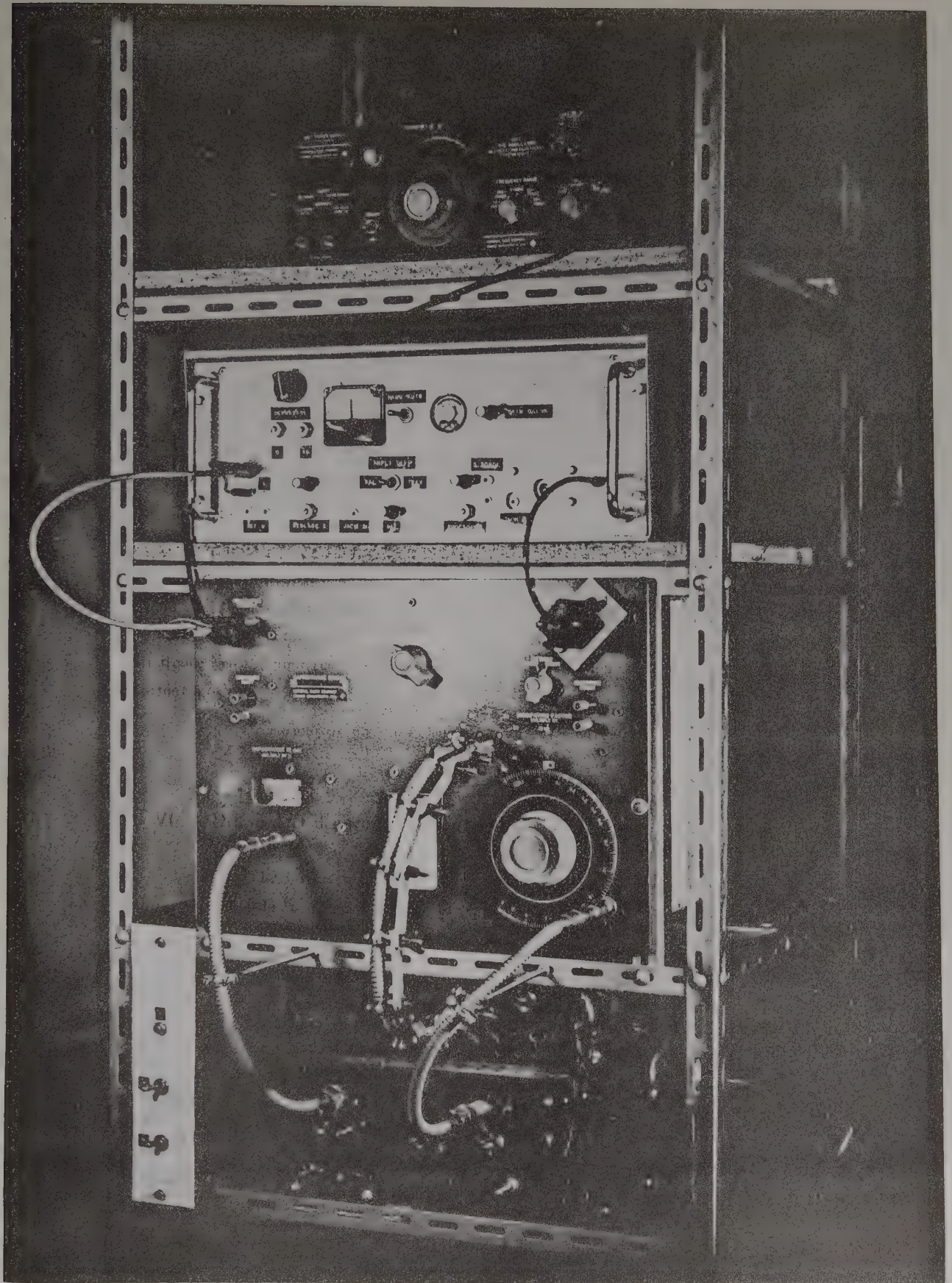
Avant de clôturer ce mémoire, nous voudrions terminer sur une note optimiste.

A notre connaissance, aucune recherche sur l'équilibrage automatique d'un pont de Schering n'a été entreprise. Nous ne notons que des réalisations visant la maintenance à l'équilibre d'un tel type de pont et dont les applications, nous semble-t-il, sont quand même plus limitées (J.L. UPHAM à Cambridge, R. BENETIERE à Nancy). Nous n'avons d'ailleurs mentionné aucune allusion à l'impédance parasite de sortie du pont , qui, à notre avis, a une importance primordiale pour la précision même lors de la maintenance à l'équilibre. Par ailleurs, les réglages des deux circuits ne sont vraiment indépendants que si D_X est très faible.

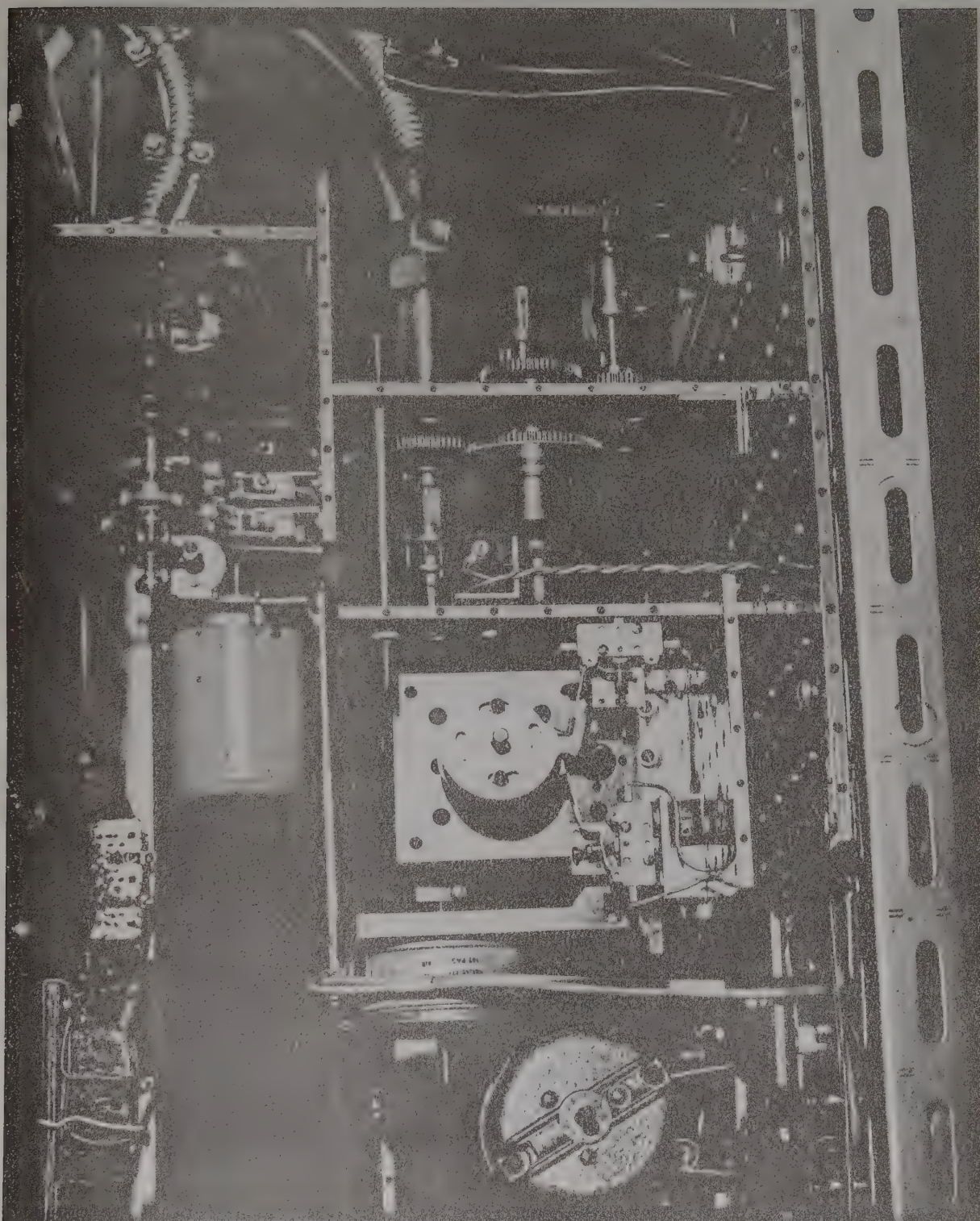
Enfin, nous savons qu'il n'existe sur le Marché actuel qu'un seul pont automatique de capacité, le 1680 A de GENERAL RADIO, commercialisé après nos deux premiers comptes rendus à l'Académie des Sciences, et dont le prix est encore très élevé.

Notre détecteur aura l'avantage de ne pas viser à créer un nouveau type de pont, mais se contentera de compléter avantageusement ceux déjà en service dans de nombreux laboratoires, tant en France qu'à l'Etranger.

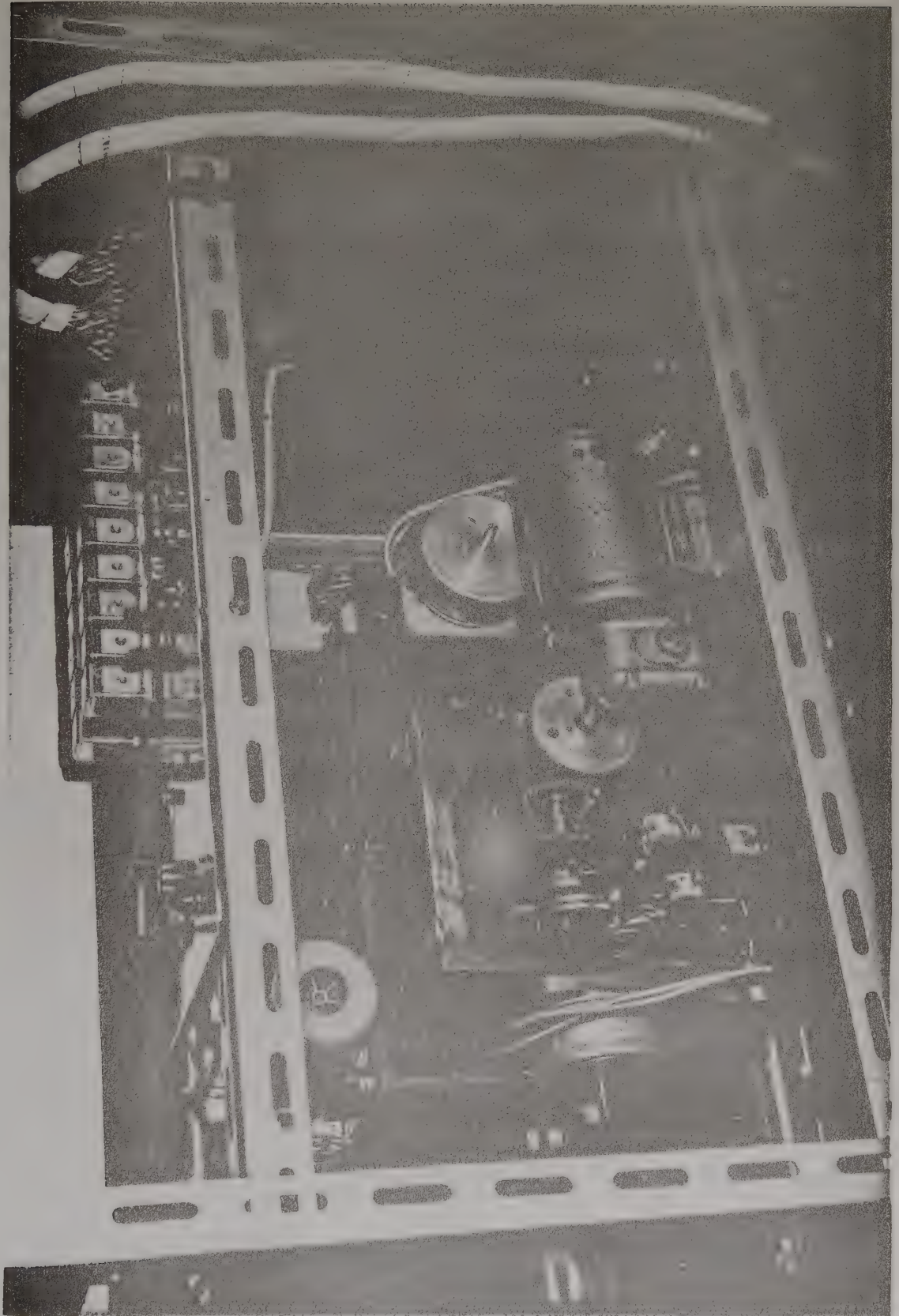
Aussi, osons-nous espérer qu'une des Firmes de construction d'appareils de mesures, qui se sont intéressées à nos travaux, prendra en main l'industrialisation de notre prototype, auquel il ne nous reste plus qu'à souhaiter un avenir honorable.



Ensemble : générateur - détecteur - pont-asservissement



Groupe mécanique (vue du côté gauche)



Groupe d'automatisme à séquences (vue d'ensemble)

BIBLIOGRAPHIE

- *Pont 716 C General Radio • Emploi • Théorie • Entretien •*
par J. Le Bot et Y. Colin
(Polycopie de la Faculté des Sciences de Rennes)
- *Mesures électriques, tome 2 ,*
par P. Bréant
- *Le pont de Schering, commutable, de Tettex A G,*
par Waldemar Brückel
(Tettex Information, mai 1962)
- *Cours d'Electronique t.I et II*
par R. Mezencev
(cours de l'E.N.S.M.)
- *Technique de l'Ingénieur, Electronique tome I, fasc. E 1010 - 9*
- *Catalog. R General Radio Company (May 1963)*
- *Les techniques binaires et le traitement de l'information*
par H. Soubies - Camy
- *Circuits à relais et automatismes à séquences*
par P. Naslin
- *Circuits logiques et automatismes à séquences*
par P. Naslin
- *Etude et réalisation d'un asservissement à séquences en vue de l'automatisation d'un pont de Schering G R 716 C*
par B. Solnon
D.E.S.

ERRATA

- P. 19 Sur la figure I - 11, les bornes Unknown Subot sont les bornes de la capacité C21
- P. 40 Sur la figure II - 10, désigner par N le point d'intersection de OC avec l'arc de cercle
- P. 56 Formule (II - 21)
- P. 58 3^{ème} ligne
- P. 62 5^{ème} ligne

lire :

$$\epsilon = |\vec{E}| \{ |\vec{T} + \vec{R}_{Xd}| - |\vec{R}_{Xd}| \}$$

- P. 107 6^{ème} ligne : lire R_g au lieu de R_{g1}

TABLE DES MATIERES

	Pages
Introduction	1
Chapitre I - Pont de Schering - Utilisation - Equations d'équilibre - Technologie -	3
I - I - Utilisation d'un pont de Schering	3
I - II - Equations d'équilibre - Equations de corrections	8
I - III - Technologie du pont GR 716 C	18
 Chapitre II - Etude géométrique du déséquilibre - Solution d'équilibrage rapide	25
II - I - Introduction	25
II - II - Etude géométrique du déséquilibre du pont 716 C General Radio	25
II - III - Réseaux de courbes expérimentales	48
II - IV - Solution d'équilibrage rapide	53
 Index du chapitre II - Fonction de transfert T du pont original de Schering - Réseau φ_X pour $y = Cte$	97
 Chapitre III - Le détecteur spécial	101
III - I - Introduction	101
III - II - Circuit d'addition vectorielle	101
III - III - Circuit de comparaison des modules	118
III - IV - Les circuits de réglages	122
III - V - Quelques détails techniques de réalisation	123
III - VI - Réglages du détecteur	125
III - VII - Opérations d'équilibrage	129
 Index du chapitre III - Valeurs des éléments du détecteur	131
 Chapitre IV - Groupe d'Automatisme à séquences	133
IV - I - Introduction	133
IV - II - Position du problème	133
IV - III - Analyse du système	134
IV - IV - Synthèse du système	136
IV - V - Groupe mécanique - Réalisation des circuits logiques	146
IV - VI - Dispositif d'enregistrements	153
Conclusion générale	157
Bibliographie	161

Deuxième Thèse

Propositions données par la Faculté :

SYNTHESE DES AUTOMATISMES A SEQUENCES
PAR LA METHODE D'HUFFMAN
TRAITEE SUR UN EXEMPLE CONCRET

VU

Le Directeur de Thèse,

R. MEZENCEV

VU

Le Président du Jury,

R. MEZENCEV

VU et APPROUVE

NANTES, le 12 AOÛT 1965

Le Doyen de la Faculté des Sciences

G. BRILLOUET

VU et PERMIS d'IMPRIMER

NANTES, le 27 AOÛT 1965

Le Recteur de l'Académie de Nantes

Président du Conseil de l'Université,

M. SCHMITT

